UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD — CENTRE D'ORSAY

THÈSE

présentée par

Enrique FERNANDEZ

Ingénieur CNAM - Ingénieur ESE

pour l'obtention du titre de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

Spécialité : ÉLECTRONIQUE

MODÈLE DE TRANSISTOR POUR HAUTES FRÉQUENCES

Soutenue le 31 mai 1974 devant la Commission d'Examen :

MM.	GRIVET	Président
	BERTEIN	Examinateur
	BERNARD	Examinateur

UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD — CENTRE D'ORSAY

217

THÈSE

présentée par

Enrique FERNANDEZ

Ingénieur CNAM - Ingénieur ESE

pour l'obtention du titre de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

Spécialité : ÉLECTRONIQUE

MODÈLE DE TRANSISTOR POUR HAUTES FRÉQUENCES

Soutenue le 31 mai 1974 devant la Commission d'Examen :

MM.	GRIVET	Président
	BERTEIN	Examinateur
	BERNARD	Examinateur

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

TABLE DES MATIERES

Page

INTRODUCTION 1

CHAPITRE I
ELABORATION D'UN SCHEMA EQUIVALENT A PARTIR DES RESULTATS DE LA PHYSIQUE DU SOLIDE

1.1. - Fonctionnement simplifié du transistor 7
1.2. - Influence de la base 9
1.3. - Modèle électrique du transistor déduit de l'analyse physique 24
1.4. - Compléments à la structure du transistor 31

CHAPITRE II
ELABORATION D'UN SCHEMA EQUIVALENT DU TRANSISTOR A PARTIR DES MESURES EXTERIEURES

2.1. - Mesures externes sur un transistor en base commune 37
2.2. - Recherche d'un modèle mathématique 45
2.3. - Exploitation du tableau des formules 56

CHAPITRE III
INTERVENTION DE LA PHYSIQUE DU SOLIDE ET DE LA TECHNOLOGIE POUR ACHEVER LA MISE AU POINT DU MODELE

3.1. - Eléments parasites dus au montage du transistor (technologie) 77
3.2. - Eléments calculables d'après les résultats du chap. I(physique) 80
3.3. - Elaboration du programme définitif 81
3.4. - Résultats de l'exploitation du programme définitif 96

CHAPITRE IV
APPLICATIONS DU MODELE
4.1. - Etude élémentaire de l'impédance d'entrée d'un transistor 104
4.2. - Etude complète du montage à l'aide du modèle 107
4.3. - Application à la réalisation d'un filtre passe-bande actif 114
4.4. - Utilisation du modèle pour fournir des résultats à la physique 115

CONCLUSION 122

BIBLIOGRAPHIE 124

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41549224_0004

LISTE DES PRINCIPALES NOTATIONS UTILISEES

a	cte utilisée pour la défocalisation de la base
cb_e, cb_c	capacités statiques émetteur base et collecteur base
$C(x)$	paramètre de la ligne équivalente de base
D	constante de diffusion
DL, DS	diodes latérales dites de surface et de volume
E	champ électrique
f_T	fréquence de transition
f_α	fréquence particulière définie dans le modèle théorique
f_c	fréquence de coupure du gain en courant
$G_m = AG_m + jBG_m$	: générateur de courant du modèle
$G(x)$	paramètre de la ligne équivalente de base
I_B, I_C, I_E	courants statiques de base, collecteur et émetteur
$\mathbf{I}_e$, $\mathbf{I}_c$	courants dynamiques d'émetteur et de base
K	constante de propagation de la ligne de base
k	constante de Boltzmann
K_o	facteur de Early
L_E, L_B, L_C, L_1, L_2, L_3	selfs parasites du modèle ma thématique

N_E, N_C	concentrations d'émetteur et de collecteur
$n(x)$	concentration dans la base
Ps	pente statique de la répartition des charges du côté collecteur
Q	charge de la ligne équivalente de base
q	charge élémentaire
$R(x)$	paramètre de la ligne équivalente de base
R	paramètre utilisé dans le modèle (résistance de base)
$R_{BB'}$	résistance de base du modèle physique
r e	résistance d'entrée de la jonction emetteur base
VE B_o, VC B_o	polarisationsstatiques de l'emetteur et du collecteur par rapport à la base
v_e, v_c	signaux dynamiques relevés sur l'emetteur et sur le collecteur
W	largeur de base
yijo	paramètre mesuré servant à établir le modèle du chapitre II
Y_1, Y_2, Y_3	paramètres du modèle en π
Z	charge d'Early
yij	paramètre du modèle théorique en y
yij1	paramètre définissant la matrice admittance à selfs LE, LB, LC + modèle théorique
Ayij, Byij	paramètres définissant les mesures dans le programme
μ	mobilité
ω	pulsation
α	gain en courant
μ_o =	$1/K_o$
ρ_B	résistivité de base
ϕ_B, ϕ_c	diamètre du collecteur et du disque de base

INTRODUCTION

- L'ingénieur électronicien qui doit calculer un circuit linéaire permanent, attaqué par un signal sinusoïdal, dispose aujourd'hui de puissantes méthodes de calcul, constituées par des programmes de Conception Assistée par Ordinateur (C.A.O.). Pour les mettre en pratique, il doit établir un schéma du circuit sous la forme d'un réseau de dipôles dont les extrêmités sont reliées les unes aux autres en des noeuds. Chaque dipôle est caractérisé, à chaque fréquence, par un nombre complexe permettant de calculer par exemple la tension entre les bornes à partir de l'intensité dans le dipôle (c'est alors l'impédance) ou bien à partir d'une intensité dans une autre branche (le dipôle est alors un générateur de tension ou courant commandé par une intensité)... Un dipôle constituant une branche d'un réseau doit donc être caractérisé par une fonction complexe de la fréquence ; on sait que pour des éléments localisés du type R,L,C., la fonction "partie réelle" est paire et que la fonction "partie imaginaire" est impaire. Si l'on connaît ces fonctions, tous les calculs sont possibles.

- Si le dipôle a des extrêmités physiquement isolables, on peut l'extraire du réseau et mesurer les grandeurs précédentes ; mais tel n'est pas toujours le cas et c'est notamment ce qui intervient lorsqu'un transistor doitêtre inclus dans le circuit. Un transistor est un tripôle susceptible d'être monté de trois façons différentes dans un bi-porte ; celui-ci ne peut être pris en compte dans un programme du C.A.O. que si on peut le remplacer par un schéma équivalent, c'est-à-dire un réseau de dipôles. Il est évident que ces dipôles ne sont pas physiquement isolables, et que les mesures directes ne sont pas possibles. En fait, on détermine expérimentalement l'une des matrices du bi-porte (par exemple, la matrice "S") ce qui fournit, pour chaque fréquence, 8 nombres réels. Puis, par des opérations mathématiques, on détermine les éléments du circuit équivalent ; la structure de celui-ci peut-être quelconque, mais ne peut pas comprendre plus de 4 dipôles, puisque nous disposons de 8 données ; il ne faut pas plus de 8 inconnues.

- Le choix du réseau équivalent est à priori quelconque : on peut prendre par exemple un quadripôle en π complété du côté de la sortie par un générateur de courant commandé par la tension d'entrée ; on peut prendre un schéma avec deux générateurs... Suivant le choix, la solution du problème sera plus ou moins aisée ; pour une fréquence donnée, un schéma pourra conduire, après des calculs simples, à des dipôles décrits par des impédances très "réalisables" (partie réelle positive par exemple) alors qu'un autre schéma peut conduire à des dipôles dont les impédances semblent étranges, voire même à une absence de solution, le calcul qui est non-linéaire n'aboutissant pas... En pratique, on cherchera pour chaque fréquence un modèle pour lequel les calculs peuvent être menés à leur terme et on utilisera "mécaniquement" les résultats pour faire le calcul du grand réseau contenant le transistor ainsi décrit. Ce procédé marche de façon artificielle, sans rien nous apprendre sur le fonctionnement physique du transistor.

- Il est une toute autre façon de chercher un réseau de dipôles équivalent à un transistor ; c'est celle qu'utilisent les physiciens pour établir le schéma équivalent d'un montage. Une analyse complète des propriétés physiques permet d'obtenir des équations que l'on peut rapprocher, par analogie, de celles d'un circuit électronique. Dès lors, ce circuit est équivalent au montage physique, et si, d'aventure, nous devons inclure ce montage dans un circuit, nous saurons inclure le schéma équivalent dans le graphe du circuit, puis appliquer la C.A.O.. Ce procédé, qui s'appuie sur des bases scientifiques est évidemment tentant pour l'ingénieur qui souhaite, autant que possible, "appliquer la science" au lieu d'agir empiriquement. Les choses sont pourtant plus compliquées et nous prendrons un exemple dans le cas de tubes à plasma pour identifier les difficultés.

- Considérons un condensateur plan d'épaisseur e, constitué par deux armatures d'aire S ; l'ensemble est plongé dans un plasma gazeux, de densité n et de fréquence de collision ν ; c'est un condensateur à plasma que nous allons introduire dans un circuit. La théorie physique en est simple ; nous écrivons que l'intensité totale est la somme du courant de déplacement et du courant de conduction des électrons de charge q et de vitesse v :

$$i = S \varepsilon_0 \frac{dE}{dt} + n q S v$$

.../...

Nous écrivons aussi que les électrons de masse m prennent la vitesse v sous l'influence du champ électrique E, malgré la force de freinage due aux collisions

$$m \frac{dv}{dt} + m\nu v = qE$$

et nous écrivons que la différence de potentiel entre les armatures V est la circulation du champ E, s'il est uniforme, ce qui conduit à :

$$V = E \cdot e$$

En régime sinusoïdal, nous avons aussitôt

$$\mathring{i} = j\omega \varepsilon_0 \frac{S}{e} V + \frac{n q^2 S V}{e(\nu + j\omega)}$$

cette équation, reliant l'intensité d'un courant sinusoïdal à une tension, peut s'identifier avec

$$\mathring{i} = j\omega C_0 V + \frac{1}{R_0 + j\omega L_0} V$$

ce qui montre que le condensateur à plasma est équivalent à un schéma électrique constitué par une dérivation contenant dans une branche une capacité $C_0 = \varepsilon_0 S/e$ et dans l'autre un circuit self-résistance, avec la valeur

$$L_0 = \frac{e}{n q^2 S} \qquad R_0 = \frac{e\nu}{S q^2 n}$$

A la place de l'objet matériel de la figure 1, on dispose du schéma équivalent de la figure 2, que l'on introduira dans un circuit plus compliqué :

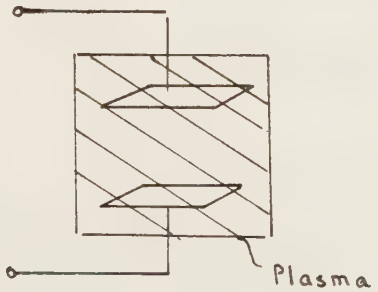


FIG:1

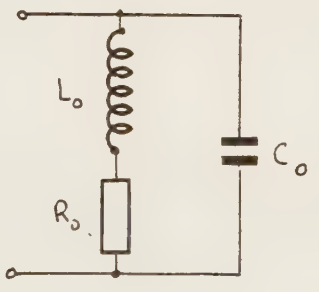


FIG:2

- Nous avons résolu notre problème avec élégance, en nous appuyant sur la physique. Et pourtant nous sommes loin du résultat satisfaisant l'ingénieur et lui permettant de calculer le circuit. En effet, il faut connaître les valeurs de n et de ν ... les mesures sont délicates, généralement bien plus difficiles que les mesures directes de l'admittance... les imprécisions sont considérables... dès lors à quoi sert un schéma équivalent si l'on ne peut pas mesurer les paramètres... Plus grave encore est l'ensemble des hypothèses sur la théorie physique ; nous avons supposé que tout était homogène ; c'est évidemment faux ; n, E... dépendent des variables d'espace. Nous avons négligé des phénomènes importants comme le déplacement des charges par diffusion, ce qui crée une autre composante du courant dès que la densité n'est pas uniforme ainsi que la création et la disparition de charge par ionisation et recombinaison. Nous n'avons pas tenu compte du phénomène de contact entre le plasma et les électrodes ; on constate qu'il se forme des gaines, que l'on peut tenter de copier avec des condensateurs supplémentaires, mais dont la valeur est inconnue, car on ne sait rien de précis sur l'épaisseur de la gaine (à 200 % près...). On peut certes obtenir un schéma équivalent du type de la figure 3, mais on est incapable d'avoir des renseignements sur sa validité topologique et sur les valeurs des paramètres. Finalement, il faut faire des mesures d'impédance pour chaque fréquence, donc revenir aux méthodes de l'ingénieur.

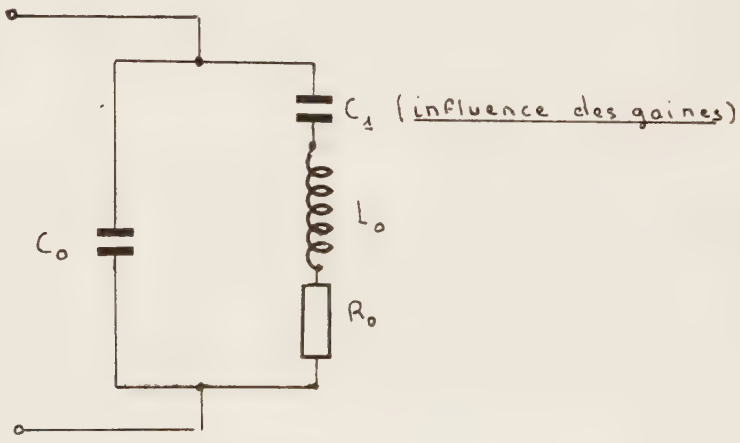


FIG : 3

- La recherche d'un schéma équivalent par analyse physique du montage semble donc un leurre, et en tous cas, ne saurait dispenser d'effectuer des mesures précises d'impédance sur le système considéré comme une boîte noire. Dès lors, l'ingénieur est ramené aux méthodes brutales que nous avons évoquées en commençant. On retrouve ces mêmes problèmes en examinant les modèles de transistors proposés dans la littérature et dont une étude critique est faite au chapitre 1. Indiquons que notre objectif est l'utilisation du transistor en régime sinusoïdal

.../...

pour des fréquences de l'ordre de quelques centaines de MHz. Nous verrons à la fin du chapitre 1 qu'il est difficile, voire impossible d'obtenir un schéma équivalent satisfaisant, avec des valeurs numériques précises, en exploitant uniquement les résultats physiques. Au fur et à mesure que l'analyse progresse, on se trouve en présence de modèles de plus en plus sophistiqués, avec beaucoup de composants, dont la valeur numérique est inconnue et souvent même innaccessible aux mesures.

- Nous avons alors tenté de rendre plus "intelligente" la méthode brutale d'identification du transistor avec un réseau choisi à priori, en tenant compte à la fois des résultats les moins discutables de l'analyse physique du transistor, et des mesures d'impédance. Dans une identification brutale, on peut choisir n'importe quelle topologie pour le réseau (structure en T, structure en π , 1 ou 2 générateurs..)pour qu'il y ait autant d'équations que d'inconnues (8 en l'occurence)... On peut tenter une identification plus évoluée, en imposant des conditions restrictives basées sur la physique. Nous verrons au chapitre 2 que l'identification la plus réaliste consiste à décrire le transistor par un réseau en π , avec un seul générateur et complété par une résistance pure en contre-réaction sur la base. Ce schéma, le plus proche de la réalité, doit être identifié avec les mesures, et avoir un comportement tel qu'il ne donne pas lieu à des interpretations absurdes telles que, par exemple, une impédance à partie réelle négative là où on trouve, physiquement, une jonction classique émetteur-base (où l'on sait qu'il n'a jamais été observé de résistance négative).

Nous décrivons au chapitre 2 un programme permettant de déterminer les éléments d'un schéma équivalent raisonnable avec 9 paramètres réels indépendants, à partir des mesures d'admittance. Celles-ci ne nous fourniront que 8 données ; il est clair qu'un système de 9 équations à 9 inconnues ne sera résolu que dans des conditions très particulières et nous déterminerons ces conditions à partir des résultats de l'analyse physique du chapitre 1 qui sont indiscutables.

- Le chapitre 3 est consacré à l'amélioration du schéma équivalent, obtenu au chapitre précédent. Grâce à la prise en compte des éléments parasites que sont les selfs de connexions et les"capacités de boîtiers" crées par le montage mécanique du transistor. Nous resterons cependant dans un domaine de fréquences où la description de ces éléments parasites reste possible sous forme d'éléments localisés susceptibles d'être mesurés indépendemment du transistor proprement dit. L'importance de ce chapitre réside dans le fait qu'en pratique il ne saurais être question d'utiliser un transistor sans le monter dans un boîtier, ce qui entraîne nécessairement une structure compliquée pour le schéma équivalent de

.../...

l'ensemble. Mais, cette structure sur laquelle sont effectuées les mesures, se décompose en deux, l'une interne, qu'il faut déterminer par les procédésdu chapitre 2, et l'autre, externe, accessible à des mesures (capacités). Comme la résolution du système à 9 inconnues est particulièrement délicate, au chapitre 2, nous associons des éléments parasites dont la valeur est fixée une fois pour toutes pour un boîtier donné.

- Le chapitre 4 nous montrera l'intérêt de ce schéma équivalent pour le calcul d'un circuit. Nous constaterons qu'il est possible d'obtenir des impédances selfiques, utilisables pour un filtre, et que la théorie, basée sur le modèle du transistor est en bon accord avec l'expérience. Ainsi nous montrerons l'intérêt du circuit équivalent pour l'ingénieur. Mais nous constaterons aussi que la comparaison de ce schéma, extrait des mesures, avec le schéma basé sur l'analyse physique du transistor conduit à déterminer des grandeurs physiques, telles que l'épaisseur de la base ; les valeurs obtenues sont en bon accord avec les mesures directes lorsqu'elles sont possibles.

- C H A P I T R E 1 -

ELABORATION D'UN SCHÉMA ÉQUIVALENT A PARTIR DES RÉSULTATS DE LA PHYSIQUE DU SOLIDE.

1.1. FONCTIONNEMENT SIMPLIFIE DU TRANSISTOR : SCHÉMA ÉQUIVALENT SIMPLISTE.

- Avant d'aborder dans le détail les calculs conduisant à l'élaboration d'un schéma équivalent du transistor, il convient d'indiquer les différentes étapes qui ont conduit le physicien vers la théorie actuelle du transistor. L'hypothèse la plus simpliste dans la détermination du schéma équivalent au transistor est celle qui consiste à considérer celui-ci comme la juxtaposition de deux diodes planes, l'une polarisée en direct, l'autre en inverse. Dans ce modèle élémentaire, on admet que la base ne joue aucun rôle si ce n'est de transférer de façon quasi-instantanée les porteurs de charge de l'émetteur vers le collecteur. Afin de satisfaire à cette hypothèse, il convient d'admettre une largeur de base nulle, ce qui supprime toute possibilité de recombinaison des porteurs dans la base ainsi que toute diffusion latérale. Nous sommes alors conduits au schéma de la figure 1, dans lequel on peut observer deux jonctions de diodes qui nous conduisent à définir les capacités émetteur-base et collecteur base ainsi que les conductances en parallèles sur ces mêmes capacités. La théorie d'une jonction unique polarisée en direct nous donne la valeur de la conductance émetteur-base

$$g = q \frac{|I_E|}{kT} \quad (1)$$

soit T la température ambiante, IE/26 si IE, courant de polarisation d'émetteur est en mA et g en mho.

La conductance de la jonction collecteur-base peut être considérée pour ce schéma simpliste, comme nulle, car elle traduit les fuites éventuelles du courant de collecteur. Les capacités de jonctions sont calculées à partir de la relation suivante :

$$C = \frac{C_o}{\left(1 - \frac{VA}{\phi}\right)^n} \qquad (2)$$

Dans cette relation VA est la tension appliquée sur la diode. Co est la valeur de C pour VA = o, n dépend du type de dopage et de l'interface EB et BC, et ϕ le potentiel de jonction qui dépend du dopage des jonctions... Cette formule ne peut évidemment pas nous dispenser de faire des mesures.

Quant au transfert de charges de l'émetteur vers le collecteur à travers la base infiniment mince traduisant l'effet transistor il peut se représenter par un générateur de courant situé dans le collecteur et dépendant du courant d'émetteur (figure 2) Donnons quelques ordres de grandeur pratique. Des mesures effectuées par la Société MOTOROLA sur un nombre de diodes important permet de situer ϕ aux alentours de 0,6 volts et n compris entre 0,4 et 0,5 sans toutefois donner une valeur précise. Il est certain que si l'on fait des mesures sur plusieurs diodes, on ne peut parvenir à une superposition systématique des courbes relevées. Il y a une dispersion considérable des résultats.

- On remarque alors la possibilité de représenter le transistor par un schéma en π complété par un générateur de courant. Une des branches est d'impédance infinie, mais dont il est à prévoir que l'influence d'une largeur de base non nulle va entraîner une valeur finie (effet de réaction collecteur-base par exemple). On rencontre déjà pour ce modèle élémentaire une difficulté essentielle car si la formule (1) est parfaitement exploitable par l'ingénieur et donne une valeur raisonnable pour g, il

.../...

n'en est pas de même pour la formule (2) qui ne saurait nous dispenser de mesures.

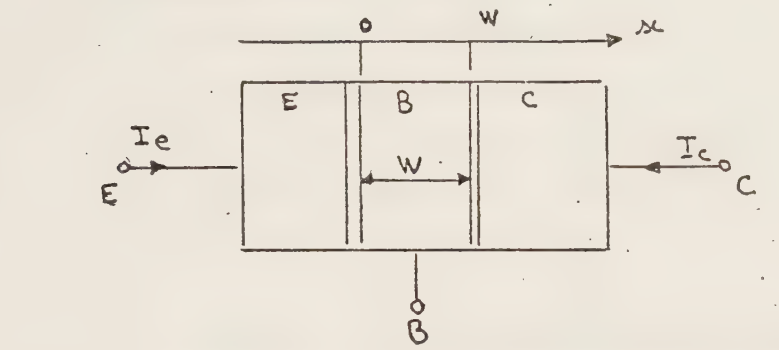


FIG : 1

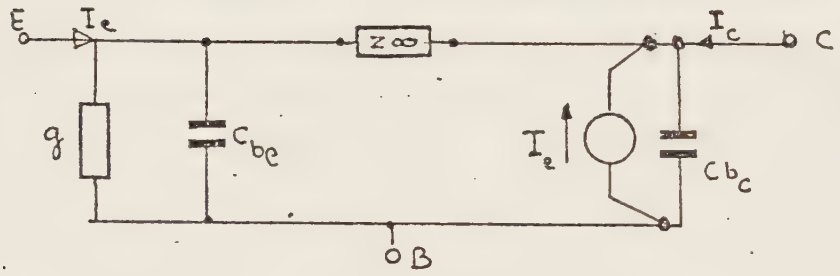


FIG: 2

- Dans ce paragraphe, nous allons décrire une méthode d'analyse des phénomènes dans la base, supposée épaisse, permettant d'aboutir à des relations mathématiques décrivant numériquemen l'effet transistor uniquement en fonction des grandeurs physiques telles que l'épaisseur de la base. Afin de conserver l'optique du paragraphe 1.1. nous développerons uniquement la structure "drift" qui, comme nous le verrons, permet de diminuer artificiellement la largeur de base grâce à un champ accélérateur constant, Cela n'est pas sans intérêt, car dans les techniques actuelles, la présence de ce champ accélérateur est obligatoire afin de donner au transistor une fréquence de coupure suffisamment élevée, but essentiel recherché par les constructeurs de composants à semiconducteurs.

1.2. INFLUENCE DE LA BASE : DIFFUSION ET CHAMP ELECTRIQUE

- En 1961, avec LINDMAYER et WRIGLEY, (1) se développe le modèle de base, actuellement inchangé, et qui sera le point de

.../...

départ de toutes les études. Notons tout de suite que les équations de diffusion et de conduction traduisant l'effet du gradient de densité et du champ électrique sur les porteurs (électrons ou trous) ont déjà été employés par SCHOCKLEY (1949) ; dans ce domaine, on peut dire que rien de nouveau n'est venu modifier la description du fonctionnement du transistor aux fréquences basses. Formulons les hypothèses capitales pour la validité des résultats que nous allons énoncer par la suite.

a) - Aspect "unidimensionnel" du modèle

Le modèle doit être un modèle plan dans lequel le déplacement est étudié suivant une seule direction, Ox qui est celle de la circulation du courant. Le transistor est constitué de la juxtaposition de deux diodes, l'une polarisée en "sens passant" et l'autre en "sens bloqué". Au courant statique d'émetteur se superpose un courant sinusoïdal d'amplitude faible vis-à-vis du précédent (figure 3).

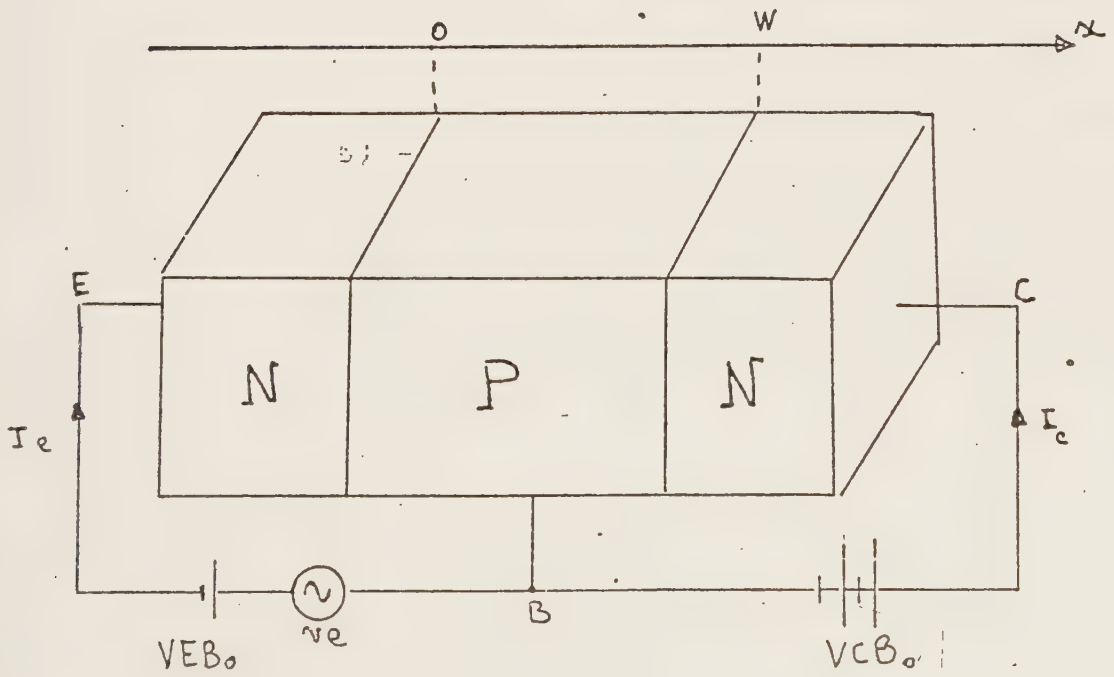


FIG : 3

.../...

Il est clair qu'à la diffusion des porteurs dans la base, va correspondre une composante de vitesse perpendiculaire à Ox, qui va donner naissance au courant de base. Parler de "base épaisse" et de diffusion est donc, dès l'abord, incompatible avec un modèle unidimensionnel

b) - Caractéristique du dopage de la base : effet "drift

On distingue deux types de dopages dans la base ; le plus simple est le dopage uniforme qui constitue le modèle élémentaire de l'étude du fonctionnement du transistor ; le champ électrique dans la base est alors nul, C'est sur ce modèle que les premiers transistors furent fabriqués. En fait pour augmenter la fréquence de coupure et le gain en courant, ce type de dopage a été abandonné au profit du profil exponentiel dont la figure 4 donne un schéma idéalisé. Il conduit à la théorie du transistor "drift" dans lequel le champ électrique interne est constant dans la base. Le fait de doper la zone de base d'une façon exponentielle constitue une approximation souvent satisfaisante de profils plus élaborés (mais dont la théorie n'existe pas) que sont les transistors à structure Planar ou Mesa.

Nous admettrons que le transistor dont nous allons chercher un modèle a un dopage fournissant un champ constant pour x compris entre 0 et W. Ce champ accélère les porteurs injectés par l'émetteur, les seuls que nous considérerons. Nous renvoyons à la bibliographie (1) pour établir le lien entre la constante du champ de charge d'espace et la densité des porteurs majoritaire dûe au dopage.

.../...

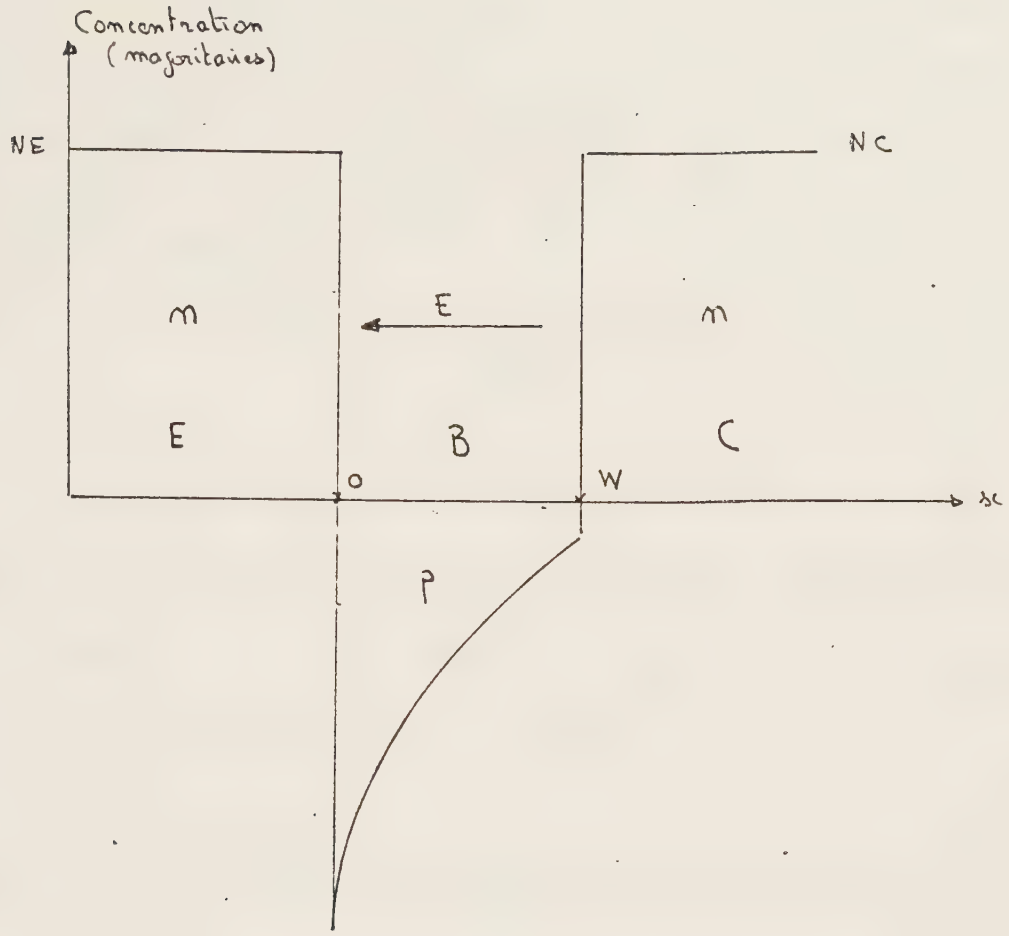


Fig (4)

1.2.2. MODELE MATHEMATIQUE DU TRANSFERT DES CHARGES DANS LA BASE

- Pour établir les relations de fonctionnement du transistor, nous écrirons dans la base les relations suivantes qui traduisent la conservation de la charge électrique (qui comporte unterme de courant et un terme de création) et la définition du courant de conduction et de diffusion, dus aux électrons injectés par l'émetteur en régime sinusoïdal :

$$j\omega m = \frac{1}{q}\frac{di^{\circ}}{dx} - \frac{m}{\tau} \qquad (3)$$

$$i = q m \mu E + q D \frac{dm}{dx}$$

E = champ interne supposé constant grâce à un dopage "ad hoc"

D = coefficient de diffusion des électrons dans la base

μ = mobilité des porteurs de charge

q = charge de l'électron

τ = temps de recombinaison des porteurs dans la base

Les deux équations précédentes conduisant à l'équation de résolution

$$j\omega m = D\frac{d^2m}{dx^2} + E\mu\frac{dn}{dx} - \frac{m}{\tau} \qquad (4)$$

Nous allons résoudre cette équation qui décrit le comportement des porteurs injectés au niveau de l'émetteur (x = o) et qui, à travers la base, vont parvenir au collecteur (x = w).

- Pour résoudre l'équation (4), LINDMAYER et WRIGLEY (1) proposent d'utiliser une analogie avec l'équation de propagation du courant le long d'une ligne à constantes réparties dont le schéma est donné sur la figure 5.

.../...

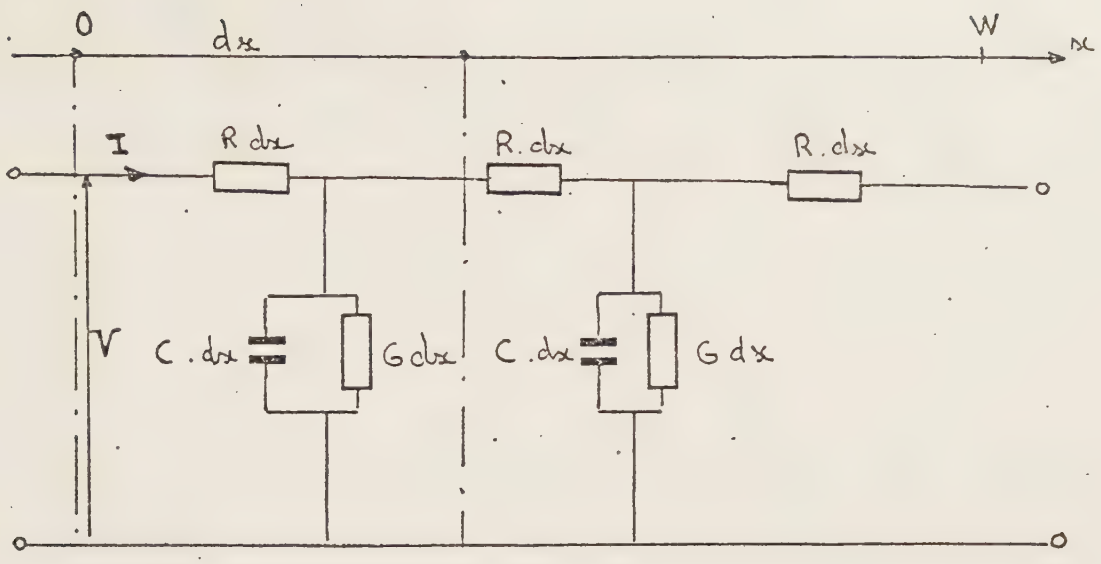


FIG : 5

- L'analogie existant entre les équations de la physique du solide décrivant le comportement des porteurs de charge dans la base, et celle décrivant le comportement d'une ligne de transmission non uniforme est très intéressante, mais nécessite quelques précisions. Considérons une longueur dx d'une ligne définie par son impédance série par unité de longueur R (x) supposée réelle (pour simplifier car nous constaterons que c'est dans ce cas que l'analogie est utile), et l'admittance shunt par unité de longueur G (x) + JC (x)w. Nous pouvons exprimer les relations de fonctionnement au régime sinusoïdal de cette longueur infinitésimale dx de la ligne :

$$(G + jC\omega)V = -\frac{dI}{dx} \qquad (5)$$

$$RI = -\frac{dV}{dx}$$

Ecrivons en outre que la charge par unité de longueur le long de la ligne est $Q = -CV$ (6).

Il vient :

$$I = \frac{1}{RC}\frac{dQ}{dx} - \frac{Q}{Rc^2}\frac{dc}{dx}$$

$$-j\omega Q = -\frac{dI}{dx} + \frac{G}{C}Q \qquad (7)$$

en comparant les équations (7) avec les équations (3), on voit que si on assimile Q (charge du condensateur par unité de longueur) à nq, densité de charge dans la base due aux porteurs injectés et I intensité dans la ligne à i densité de courant dans la base, on obtient une analogie en posant

$$\frac{G}{C} = \frac{1}{\mathcal{G}}$$

$$\frac{1}{RC} = D \qquad (8)$$

Cette analogie entre la base d'un transistor et la ligne de transmission non uniforme est utile pour éviter de refaire des intégrations délicates comme nous allons le voir, mais aussi riches d'enseignement pour celui qui désire obtenir le schéma équivalent du transistor. Elle montre en effet la nécessité de faire intervenir une structure à propagation. Il en résulte qu'il est impossible d'obtenir pour le transistor un schéma équivalent rigoureux avec des éléments localisés en nombre fini.

.../...

- Exprimons maintenant les éléments de la ligne, compte-tenu de la relation d'EINSTEIN $\mu = Dq/kT$ et après intégration de la relation (8) nous obtenons

$$C(x) = C_o \; e^{-\frac{qE}{kT}x} \qquad (9)$$

ce qui nous permet d'exprimer R (x) sous la forme

$$R(x) = \frac{1}{DC_o} \; e^{\frac{qE}{kT}x} \qquad (10).$$

R (x) permet de calculer Co. En effet si nous nous plaçons en courant continu et que nous calculons la résistance totale offerte par la base au passage du courant, nous obtenons la résistance d'entrée d'une diode polarisée en direct, soit $R = \frac{1}{g}$ (11)

Nous avons donc

$$r_e = \frac{kT}{q|IE|} = \int_0^W \frac{1}{DC_o} \; e^{+\frac{qE}{kT}x} dx = \frac{kT}{qEDC_o}\left(-1 + e^{+\frac{qEW}{kT}}\right)$$

En effectuant ce calcul, nous supposons que la ligne "copie" à la fois la base et la jonction émetteur-base. En outre, nous négligeons l'effet de G, conductance de la base vers son contact. Montrons sur un ordre de grandeur que cette hypothèse est correcte : en effet, nous avons $G \cdot R = 1/D\tau$ pour D = 40 cm2/s et $\tau = 100$ ns nous avons $G \cdot R = 250\,10^{-8}$ Prenons R = 25 ohms sur une longueur de 10 μ soit 2,5 ohm/μ nous voyons ainsi que G a pour valeur 10^{-6} mho/μ

Disposant ainsi de la valeur de Co, nous avons parfaitement défini la ligne, avec :

$$R(x) = \frac{E}{|IE|} \; e^{+\frac{qEx}{kT}} \left(-1 + e^{+\frac{qEW}{kT}}\right)^{-1}$$

$$C(x) = \frac{|IE|}{D.E}\left(-1 + e^{+\frac{qEW}{kT}}\right) e^{-\frac{qEx}{kT}} \qquad (12)$$

.../...

En reprenant alors les relations (7) nous pouvons éliminer Q et obtenir une équation résolvante pour le courant I, assimilable à la densité de courant i.

Nous pouvons exprimer la relation générale du potentiel sur la ligne soit :

$$V(x) \Rightarrow \frac{d^2V}{dx^2} - \frac{qE}{kT}\frac{dV}{dx} - \left(\frac{1}{D\tau} + j\frac{\omega}{D}\right)V = 0 \qquad (13)$$

la solution d'une telle équation est de la forme :

$$V(x) = A\, e^{\eta_1 x} + B\, e^{\eta_2 x}$$

avec
$$\left.\begin{aligned} \eta_1 &= \frac{qE}{2kT} + K \\ \eta_2 &= \frac{qE}{2kT} - K \end{aligned}\right\} \quad K = \sqrt{\left(\frac{qE}{2kT}\right)^2 + \frac{1}{D\tau} + j\frac{\omega}{D}}$$

K est un nombre complexe qui joue le rôle d'une constante de propagation. Le courant le long de la ligne s'exprimera alors par la relation :

$$I(x) = -\frac{1}{R}\frac{dV}{dx} = -\frac{A\eta_1}{R}e^{\eta_1 x} - \frac{B\eta_2}{R}e^{\eta_2 x} \qquad (14)$$

- Les constantes A et B doivent être déterminées à partir des conditions aux limites de la ligne. Il nous faut faire une remarque sur la tension le long de la ligne. L'analogie entre la tension le long de la ligne équivalente à la base et le potentiel existant à l'intérieur de cette même base est délicate, et nous ne pouvons affirmer qu'il y ait une correspondance quelconque. Montrons cependant que nous pouvons déterminer la valeur de ce potentiel aux extrêmités de la ligne et qu'il y a en ces points une correspondance possible. Nous disposons pour déterminer ce potentiel des résultats de la physique du semi-conducteur en ce qui concerne le transistor.

.../...

Pour un dopage à champ constant dans la base, en désignant par NE et NC les concentrations des atomes permettant de créer le champ interne côté émetteur et collecteur, nous avons (2) la relation donnant la densité des porteurs de charge dans la base. du côté collecteur (x = w) et du côté émetteur (x = o)

$$n_{x=o} = \frac{n_i^2}{NE} e^{\frac{qV_{EB}}{kT}} \qquad (15)$$

avec $$n_{x=w} = \frac{n_i^2}{NC} e^{q\frac{V_{CB}}{kT}}$$

$$V_{EB} = V_{EB_o} + V_e$$

$$V_{CB} = V_{CB_o} + V_c$$

V_{EB_o} et V_{CB_o} étant les polarisations du transistor et Ve et Vc les tensions en régime dynamique appliquées sur le collecteur et l'émetteur, la base étant à la masse.

- Faisons l'hypothèse de signaux faibles devant les polarisations et traitons d'abord le cas du collecteur. Il vient $qV_{CB_o} \ll o$ car le collecteur est très fortement polarisé par rapport à la base, pour que les porteurs qui arrivent soient placés devant une chute de potentiel importante et fournissent de l'énergie. Il en résulte que $n_{x=w} \simeq o$. Revenons à l'analogie entre les charges à l'intérieur de la base et la charge de la capacité de la ligne équivalente $Q = nq = -CV$

D'après les résultats précédents, C (x) est non nulle en x = w Q (x) est liée par q à n (x) ; il est nul en x = w, il en résulte que

$$V(w) = o \qquad (16)$$

.../...

En conclusion, le potentiel de la base en x = W est nul et il en est de même du potentiel de la ligne en x = w. Tout se passe comme si la ligne était court-circuitée en sortie.

- Examinons maintenant l'entrée de la ligne connectée à l'émetteur. Nous avons

$$n_{x=o} = \frac{n_i^2}{N_E} \; e^{\frac{q V_{EB_o}}{kT}} \left(1 + q \frac{v_e}{kT}\right) \qquad (17)$$

en supposant que le signal est faible devant la polarisation.

La partie dynamique, utile pour notre étude, s'écrit donc

$$n(t) = R \; q \frac{V_e}{kT}$$

et PETITCLERC (3) a montré que le coefficient R, qui dépend seulement de la polarisation de la diode pouvait être obtenu à partir des études de diffusion en régime statique. Si l'on appelle IE le courant statique d'émetteur, on obtient

$$I_E = q \mathcal{N}_E R \frac{1}{1 - e^{\frac{EW}{kT}}} \qquad (18)$$

Nous renvoyons à l'étude de PETITCLERC pour l'établissement de cette formule. En introduisant la valeur de la capacité C (0), à l'entrée de la ligne, nous avons (formule 12)

$$- q.n\,(t) = C\,(0)\; v_e$$

et si nous comparons avec l'équation (5) nous constatons que tout se passe comme si la tension entre les brins de la ligne copiant la base était égale à la tension appliquée à la jonction émetteur-base.

Il importe néanmoins d'être prudent dans toute extension de cette analogie car la tension physique entre l'émetteur et la base est appliquée parallèlement à Ox, tandis que la tension de la ligne est appliquée perpendiculairement à Ox.

.../...

- Nous venons d'obtenir les conditions aux limites qui permettent d'obtenir les valeurs des paramètres A et B.

On obtient :

$$A = \frac{Ve}{1 - e^{2KW}}$$

$$B = \frac{Ve}{1 - e^{-2KW}}$$

ce qui nous conduit au résultat final :

$$V(x) = \frac{Ve}{1 - e^{2KW}} e^{\left(\frac{qE}{2kT} + K\right)x} + \frac{Ve}{1 - e^{-2KW}} e^{\left(\frac{qE}{2kT} - K\right)x} \qquad (19)$$

On peut à partir de cette formule obtenir I (x) par le même procédé.

$$I_{(x)} = -Ve\left(\frac{\frac{qE}{2kT} + K}{R(1 - e^{2KW})}\right) e^{\left(\frac{qE}{2kT} + K\right)x} - Ve\left(\frac{\frac{qE}{2kT} - K}{R(1 - e^{-2KW})}\right) e^{\left(\frac{qE}{2kT} - K\right)x} \qquad (20)$$

1.2.3. Réaction du collecteur : "EFFET EARLY"

- Dans le paragraphe 1.2.2., nous avons fait l'hypothèse que la densité de charge en x = w sur la jonction base-collecteur, était nulle. En fait, cette hypothèse simpliste, utile pour déterminer l'allure générale du fonctionnement de la base, est insuffisante pour traduire la complexité des phénomènes au niveau du collecteur. En effet, la largeur de base est délimitée d'une part par la jonction émetteur-base polarisée en direct, et d'autre part, par la jonction collecteur-base polarisée en inverse. Si la largeur de la première peut être considérée comme négligeable, la seconde est au contraire importante et cela d'autant plus que la polarisation collecteur-base est importante. Comme la largeur de la zone de déplétion de la diode est liée à la tension à ses bornes, on voit que s'il apparaît sur le collecteur une tension variable, la largeur de base s'en trouvera modifiée au rythme de cette composante variable. Pour tenir compte de cet effet, décrit phénoménologiquement par EARLY grace à un générateur auxiliaire, LINDMAYER et WRIGHLEY [1] puis LETURCQ et REY [2] ont fait l'hypothèse que si la pente de la courbe donnant la concentration en x = w reste, en régime dynamique, égale à celle en statique ; nous obtenons alors une expression de la concentration de la forme

$$n(w) = P_s \frac{\partial W}{\partial V_{CB_o}} V_c \qquad (21)$$

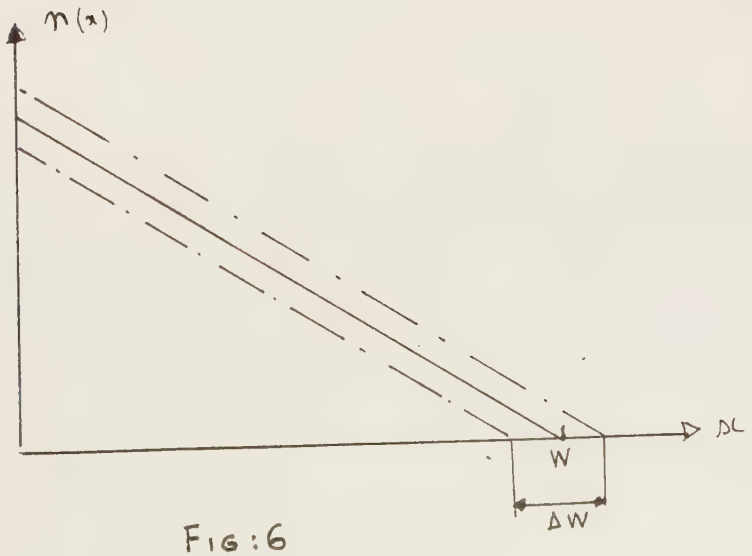


FIG : 6

...

P_s étant la pente de la caractéristique statique donnant n en fonction de α (figure 6). $V(W) \neq 0$ indique la présence d'une impédance en sortie de la ligne, impédance qui sera fonction de $\frac{\partial W}{\partial V_{CB_0}}$. Pou poursuivre notre calcul, il nous faut déterminer cette impédance et l'espoi de l'obtenir numériquement est faible.

L'analyse des résultats du paragraphe (1.2.2) nous permet de calculer le courant i_e entrant dans la base de la jonction émetteur-base (x = o) et surtout de la base vers le collecteur (x = w). Si l'effet EARLY n'existait pas, nous aurions

$$i_e = y_{11} v_e$$
$$i_c = y_{21} v_e \qquad (22)$$

En effet, sur les équations (19 et 20), ve est en facteur dans l'expression de $V(x)$.

A cause de l'effet EARLY, nous avons en fait une expression du type

$$i_e = y_{11} v_e + y_{12} v_c$$
$$i_c = y_{21} v_e + y_{22} v_c \qquad (23)$$

Malheureusement, si les résultats du paragraphe 1,2,2, nous permettent d'exprimer y_{11} et y_{21} il n'est pas réaliste d'espérer faire desmesures pour les deux autres coefficients. En effet, il est peu vraisemblable d'obtenir la valeur numérique de la pente statique de la courbe de diffusion, et par suite il est sans intérêt pour l'ingénieur de pousser le calcul en vue d'espérer un schéma équivalent.

...

1.2.4. Effet transistor : Description du transistor par ses paramètres y

- L'intensité qui parvient en x = w est collectée par le collecteur, franchissant la différence de potentiel VBC, elle produit de l'énergie et c'est là l'effet transistor qui va se traduire par un amplificateur de puissance à courant constant.

Cela suppose que le biporte passif, traduisant la ligne décrit par les relations précédantes soit connecté à un amplificateur de tension à courant constant. Cet amplificateur transmettra telle quelle l'intensité qui existe en x = w et restituera à la sortie du montage la tension Vc. Alors, qu'à l'entrée il supportera la tension de la ligne en x = w que l'effet EARLY permet de calculer.

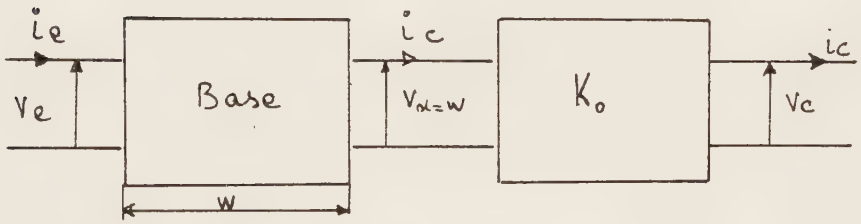


FIG : 7

Le gain de cet amplificateur est donc

$$K_o = \frac{V_c}{Z.i_c} = \frac{V_c}{V_{x=w}} \qquad (24)$$

Z est l'impédance équivalente copiant l'effet EARLY.

...

Nous pouvons maintenant interpréter la matrice y du transistor.

En effet, la base étant passive, la réciprocité entraine

$$y_{12} = y_{21}$$

l'étude de la ligne en prenant comme origine x = w montrerait que la définition du paramètre y22 [2] entraine y22 =-y11 (-E)

Dès lors le calcul de la matrice équivalente au transistor devient possible par la simple connaissance de y11 et y21 déterminéespar le paragraphe 122

nous avons

$$\begin{aligned} i_e &= y_{11} V_e + y_{21} \frac{V_c}{K_o} \\ i_c &= y_{21} V_e + y_{22} \frac{V_c}{K_o} \end{aligned} \qquad (25)$$

Le transistor se trouve parfaitement défini par sa matrice y ij compte tenu de la possibilité de détermination de facteur K par une mesure en circuit ouvert pour l'entrée, Remarquons qu'en basse fréquence nous pouvons effectuer cette mesure d'une façon simple par la méthode

- Le calcul des paramètres yij représentant le transistor complet est alors possible, et un tel calcul a fait l'objet de nombreux développements que l'on trouvera en [2] ou [3]. Les résultats de ce calcul sont les suivants :

$$y_{11} = \frac{|I_E|}{E.W} \left(e^{\frac{E.W}{\mu T}} - 1 \right) * \left(-\frac{E.W}{2\mu T} + \alpha \coth \alpha \right)$$

$$y_{12} = \frac{1}{K_o} y_{21}$$

(26)

$$y_{21} = \frac{I_E}{(2\sqrt{E}.W} \operatorname{sh}\left(+ \frac{E.W}{2\mu T} \right) * \frac{\alpha}{\operatorname{sh} \alpha}$$

$$y_{22} = -\frac{1}{K_o} y_{11}(-E)$$

...

$$\alpha = W\sqrt{\left(\frac{E}{2\,u_T}\right)^2 + \frac{1}{D\tau} + j\,\frac{\omega}{D}} \qquad (27)$$

- Le schéma représentatif du transistor est alors le suivant :

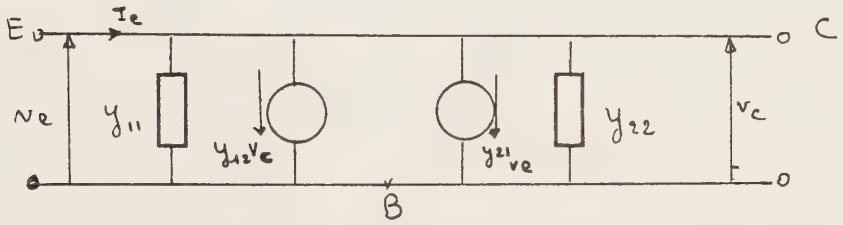


FIG (8)

Notons qu'à ce stade les capacités statiques des jonctions base et collecteur-base ne sont pas représentées, et qu'il faut les ajouter pour obtenir un schéma d'ensemble. La forme des expressions trouvées, laisse prévoir un comportement en fréquence difficile à interpréter.

1.3. MODELE ELECTRIQUE DU TRANSISTOR DEDUIT DE L'ANALYSE PHYSIQUE

1.3.1. Linéarisation du modèle

- Intéressons nous maintenant à la manière dont on interprète en électronique les résultats précédents. Pour cela, nous partons de la constante de propagation modifiée sous la forme

$$\alpha = W \cdot K = \sqrt{\left(\frac{E \cdot W}{2\,u_T}\right)^2 + \frac{W^2}{L^2} + j\,\omega\,\frac{W^2}{D}}$$

en posant

$$\left|\frac{E\,W}{u_T}\right| = \eta \qquad r_e = \frac{u_T}{I_E}$$

$$b = 1/\eta \qquad \omega_\alpha = \frac{2\,D}{W^2} \qquad (28)$$

il vient

$$\alpha = K.W = \sqrt{\left(\frac{\eta}{2}\right)^2 + j\,2\cdot\frac{\omega}{\omega_\alpha}}$$

sous réserve que les paramètres satisfaisant à la condition

$$\left(\frac{E.W}{2\,u_T}\right)^2 \gg \left(\frac{W}{L}\right)^2 \qquad (29)$$

...

Ceci est bien vérifié en pratique. Donnons un exemple. : à la température ambiante, on a pour

$W = 3\,\mu$
$E = 200\,V/cm$
$L \simeq 0{,}1\,cm$
$\eta = \frac{EW}{uT} \simeq 2{,}4$
$T \simeq 300°K$

$\left.\begin{array}{l}\\\\\\\end{array}\right\} \frac{W}{L} \simeq 3\,10^{-3}$

L'approximation précédente est donc légitime, de l'ordre de 10^{-4} %...

Nous faisons en outre l'hypothèse que ω_α est très élevée par rapport à la fréquence de travail, nous pouvons simplifier l'expression précédente grace à un développement limité.

$$\alpha = K.W \simeq \frac{\eta}{2}\left[1 + j\,4\,b^2\,\frac{\omega}{\omega_\alpha}\right] \qquad (30)$$

$\omega_\alpha = \frac{2D}{W^2}$ soit $\omega_\alpha \# 890\,10^6$ rad/s pour $D = 40\ cm^2/s$

Cette approximation est toutefois insuffisante pour exprimer les paramètres yij de façon simple. Nous supposerons en outre que $\left|\frac{EW}{uT}\right| > 1$ ce qui nous permet de poser

$$sh(KW) \simeq ch(KW) \simeq \frac{1}{2}\,e^{K.W}$$

- Nous pouvons maintenant exprimer les paramètres Yij de façon simple

$$y_{11} = G_{11} + j\,C_{11}\,\omega$$

$$y_{12} = -\frac{1}{R_{12} + jL_{12}\,\omega}$$

$$y_{21} = -\frac{1}{R_{21} + jL_{21}\,\omega} \qquad (31)$$

$$y_{22} = j\,C_{22}\,\omega$$

...

avec pour valeur des paramètres

$$G_{11} = \frac{1}{r_e}$$

$$C_{11} = \frac{2b^2}{r_e} \cdot \frac{1}{\omega_\alpha}$$

$$r_{21} = r_e \left[1 + 8 b^3 \left(\frac{\omega}{\omega_\alpha}\right)^2\right] \simeq r_e$$

$$L_{21} = \frac{2 r_e}{\omega_\alpha} (b - 2b^2)$$

$$C_{22} = \frac{2b}{r_e} \frac{N_0}{\omega_\alpha}$$

$$R_{12} = \frac{r_e}{\mu_0}$$

$$L_{12} = 2 r_e b / \omega_\alpha \cdot N_0$$

Nous sommes ainsi capables de calculer, pour des fréquences inférieures à ω_α, des éléments (résistance, self, capacité...), pourvu que nous connaissions les valeurs des paramètres physiques du montage, telle que l'épaisseur de la jonction.

- Donnons un ordre de grandeur des divers paramètres, la fréquence maximale d'utilisation d'un tel réseau est $\omega << \omega_\alpha = \frac{\eta^2}{\delta}$ soit dans notre cas $f_\alpha = 144{,}1\ MHz$

les paramètres physiques ont pour ordre de grandeur :

$N_0 = 10^{-4}$ $\quad D = 40\ cm^2/s$ $\quad \eta = 2{,}4$ $\quad I_E = 2\ mA$

Il vient alors

$G_{11} = 0{,}074\ \upsilon^{-1}$

$C_{11} = 30\ pF$

$r_{21} = 13\ \Omega$

$L_{21} = 6{,}8\ mH$

$R_{12} = 13 \cdot 10^4\ \Omega$

$L_{12} = 120\ \mu H$

$C_{22} = 0{,}067\ pFd$

$R_{22} = \infty$

...

Nous avons bien obtenu des valeurs de paramètres permettant de décrire le comportement du transistor ; mais il est clair que ces valeurs sont entachées, au minimum de l'incertitude sur les paramètres physiques... C'est peu admissible.

1.3.2. Représentation des résultats par un schéma en Π

- Afin de présenter les résultats sous la forme d'un modèle en Π comme nous l'avons fait dès le début du chapitre 1 (figure (2), nous allons effectuer sur les formules les transformations suivantes

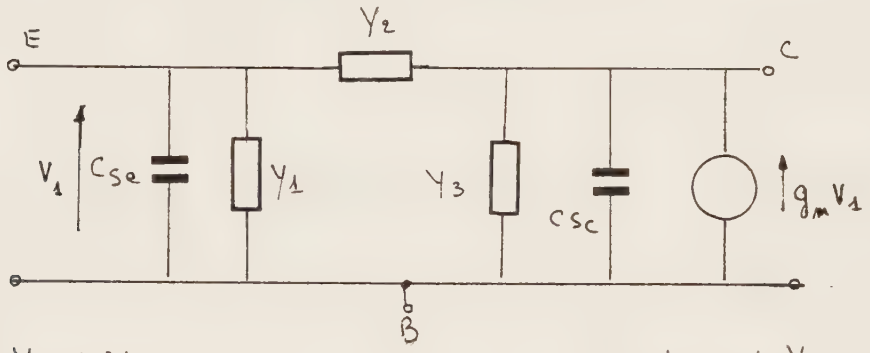


FIG (9)

(32)

$$Y_1 = Y_{11} + Y_{12} \qquad Y_3 = Y_{22} + Y_{12}$$

$$Y_2 = -Y_{12} \qquad g_m = -(y_{21} + y_{12})$$

Nous avons ajouté sur le modèle les capacités statiques C_{Se} et C_{Sc} des diodes émetteur-base et collecteur-base, qui existent, mais ne sont pas prises en compte dans la théorie du paragraphe 2, et qu'il faut donc ajouter empiriquement. En pratique, un tel schéma est difficile à exploiter compte-tenu de l'impossibilité d'obtenir directement les valeurs des différents éléments constitutifs.

...

- Pour tester la validité des calculs précédents, nous allons chercher un modèle approché, en tenant compte des ordres de grandeurs suivants :

$$Y_1 \simeq Y_{11}$$
$$Y_2 = 0$$
$$Y_3 \simeq \text{admittance de la capacité statique } C_{sc}$$
$$g_m \simeq -Y_{21}$$

Le modèle approché rejoint alors celui proposé au début du chapitre 1, et l'on peut alors remarquer que si l'on pose $\omega_\alpha / 2b^2 = \omega_c$, on retrouvela valeur du gain en courant du schéma proposé

en effet $$\alpha = \frac{I_c}{I_e} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$$

Dans un domaine de fréquence ne dépassant pas 10 MHz, $L_{21}\omega$ est faible devant r_{21} d'où $y_{21} \# -\frac{1}{r_e}$

y11 prend la valeur

$$y_{11} = \left(j\frac{\omega}{\omega_c} + 1\right)\frac{1}{r_e} \qquad (33)$$

d'où $$\alpha = -\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} \qquad (34)$$

Dans ce cas, le schéma équivalent devient le suivant :

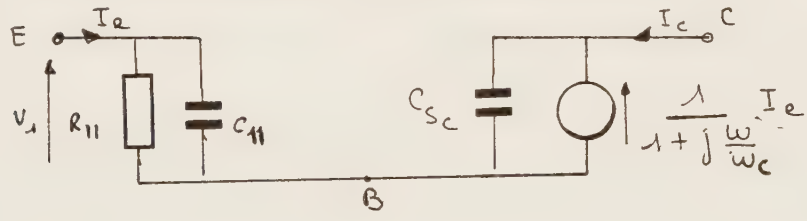


FIG (10)

On voit ainsi que le calcul de C 11 et R11 est extrêmement simple, il suffit de savoir mesurer ω_c , I_E et C_{sc}

$$R_M = \frac{U_T}{|I_E|}$$

$$C_M = \frac{1}{R_M \omega_c} \qquad (35)$$

Nous obtenons ainsi un schéma équivalent, issu de l'exploitation de la physique qui sera utilisable en mesurant ω_c , C_{sc} et I_E

Seul $\omega_c \neq \infty$ diffère du modèle simpliste du paragraphe 1. Le calcul de ω_c à partir des données physiques du transistor est scabreux ; mieux vaut mesurer directement ω_c et, là encore, si la physique nous fournit un modèle de réseau, le calcul numérique de celui-ci est quasi-impossible ; il faut revenir aux mesures.

- Les approximations peuvent être moins drastiques ; on peut reprendre les diverses hypothèses simplificatives et tenter d'améliorer les résultats.

Si $\omega \simeq 0$, on obtient le gain statique α_0 égal à l'unité dans le modèle simpliste, comme dans l'approximation précédente. En fait,

$$\alpha_0 = \frac{y_{21}}{y_{11}} \quad \text{limite } \omega \to 0 = -\,2\,\frac{\operatorname{sh}\frac{EW}{2\omega T} \times \frac{\alpha}{\operatorname{sh}\alpha}}{\left(e^{\frac{EW}{2\omega T}} - 1\right)\left(-\frac{EW}{2\omega T} + \alpha \coth \alpha\right)} \qquad (36)$$

C'est un paramètre inférieur à l'unité, que l'on peut calculer mais sous réserve de connaître W, D ... Il est plus simple de le mesurer.
De même une exploitation plus fine des résultats précédents conduit, dans le schéma de la figure (10), à :

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}\, e^{-jm\frac{\omega}{\omega_c}} \qquad (37)$$

formule classique qui constitue une hérésie... en effet, le terme algébrique du dénominateur résulte d'un développement limité d'un radical ; il est difficile de laisser le terme exponentiel sans développement...
Quant à la valeur de m, coefficient numérique, il est quasi impossible d'attacher une signification précise à la valeur déduite des coefficients physiques. Là aussi, il faut faire des mesures et choisir m pour que l'accord avec l'expérience soit le moins mauvais possible ; suivant les transistors m est compris entre 0,2 et 2...

...

- En conclusion, l'hypothèse de linéarisation des formules conduit à des schémas, un peu moins simplistes, que celui du § 1,1. Mais il est impensable d'attacher une signification aux valeurs numériques ; il faut des mesures, et il est tentant de faire celles-ci au moment le plus opportun, celui où le développement théorique n'est pas trop sophistiqué pour rester utilisable.

1.3.3. Doute général planant sur les résultats précédents

- Dans toute la théorie précédemment exposée, nous avons supposé que le transistor était à dopage exponentiel ou uniforme, le champ interne E étant alors constant ou nul. Le colloque de 1971 [4] effectuant un bilan sur la microélectronique avancée montre que les profils de dopage de base des transistors actuels est loin d'être conforme à cette théorie. Nous donnons ci-dessous un profil de dopage tel qu'il existe dans une structure Planar en le comparant à celui de la figure (4) On peut alors émettre des réserves sur la validité des formules du § 1,2. lorsque l'on prétend décrire le fonctionnement du transistor aux fréquences élevées.

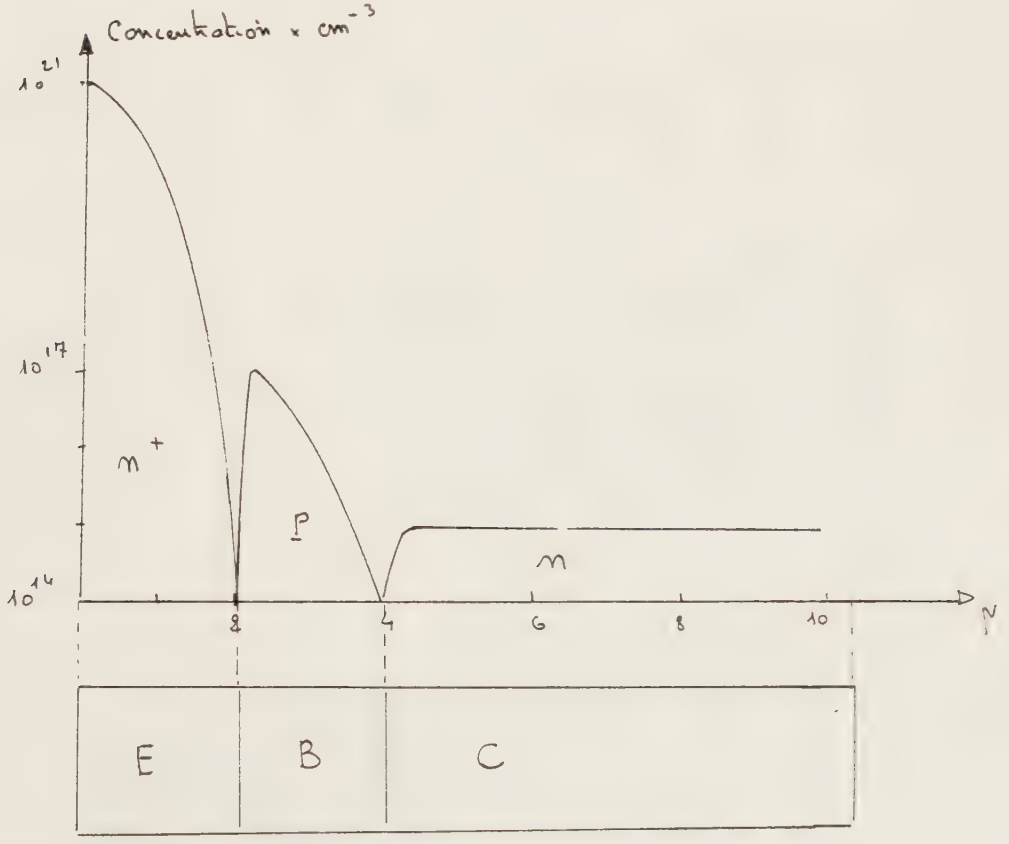


FIG (11)

...

On pourrait certes reprendre la théorie en supposant E(x) variable ; il est clair que cet effort immense ne nous apportera pas grand chose d'utile, à nous qui souhaitons connaître NUMERIQUEMENT les paramètres.

1.4. COMPLEMENTS A LA STRUCTURE DU TRANSISTOR

La recherche du schéma équivalent le plus proche de la réalité nous conduit à examiner en détail l'aspect technologique de fabrication du transistor.

1.4.1. Intervention d'une résistance passive de base, due à la structure géométrique réelle.

Qu'il soit allié (figure 12) ou planar (figure 13), il n'est pas possible de connecter directement la zone active de base à un fil extérieur Il est nécessaire de passer par un milieu résistif appelé zone passive de base.

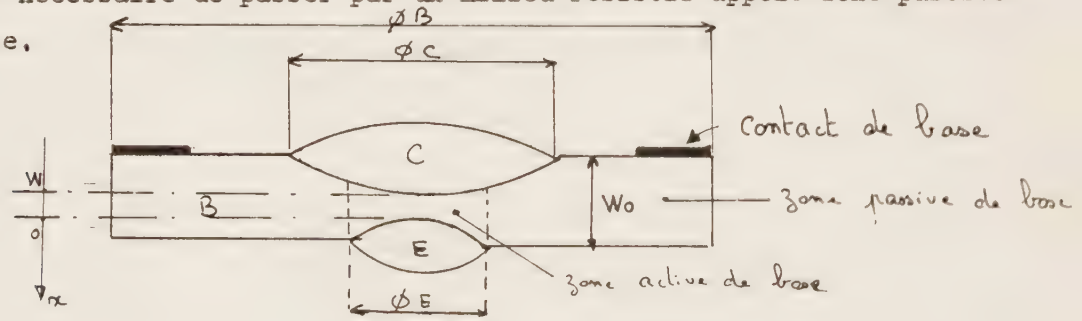


FIG (12)

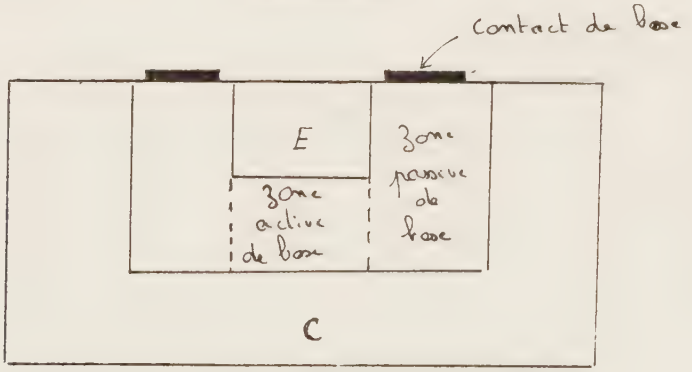


FIG (13)

- Nous voyons sur ces deux figures disparaître les hypothèses simplistes de modèle à une seule dimension ; il sera donc nécessaire d'apporter des compléments à l'étude du paragraphe notamment pour définir la zone de base passive et caractériser son effet

- LINDMAYER et WRIGLEY ont retenu l'hypothèse qu'en fait la zone passive n'était représentée que par une seule résistance RBB' dont la valeur moyenne est donnée par la relation approximative, qui assimile la résistance de base à celle d'un disque, et qui adopte une valeur moyenne pour la résistance.

$$R_{BB'} = \frac{\rho_B}{2\pi W_0} \log \frac{\phi_B}{\phi_C} + \frac{\rho_B}{8\pi W} \qquad (38)$$

ρ_B = resistivité de la base

Un ordre de grandeur de cette résistance est de 20 à 100 Ω. Le point B' fixant la limite de RBB' reste de position très incertaine et nous permet de douter de la détermination exacte de cette résistance. Quoi qu'il en soit nous compléterons notre modèle par cette résistance, ce qui nous permet d'aboutir au schéma suivant :

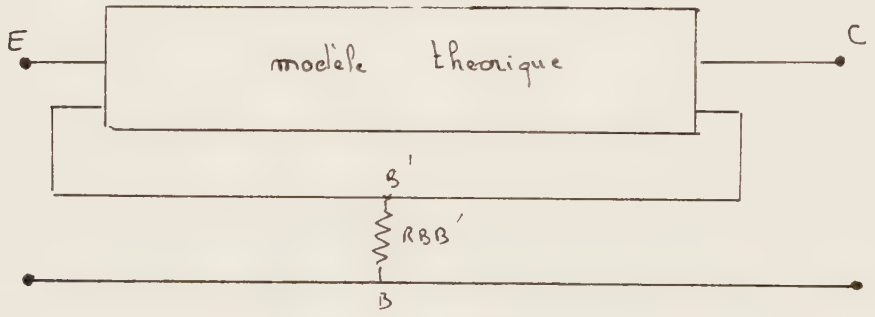


FIG (14)

- Les travaux d'EARLY (1953) montrent que l'hypothèse consistant à ne considérer qu'un seul courant émetteur-collecteur est insuffisante pour déterminer le schéma équivalent au transistor. EARLY indique qu'il y a lieu de considérer des courants supplémentaires provenant de l'émetteur

d'une part et du collecteur d'autre part. Ces courants particuliers traversent la zone passive de base suivant une configuration spécifique à la technologie employée. Il y a formation d'un couplage émetteur collecteur dont il faut tenir compte en pratique. Ce couplage particulier a obligé EARLY à définir le schéma suivant

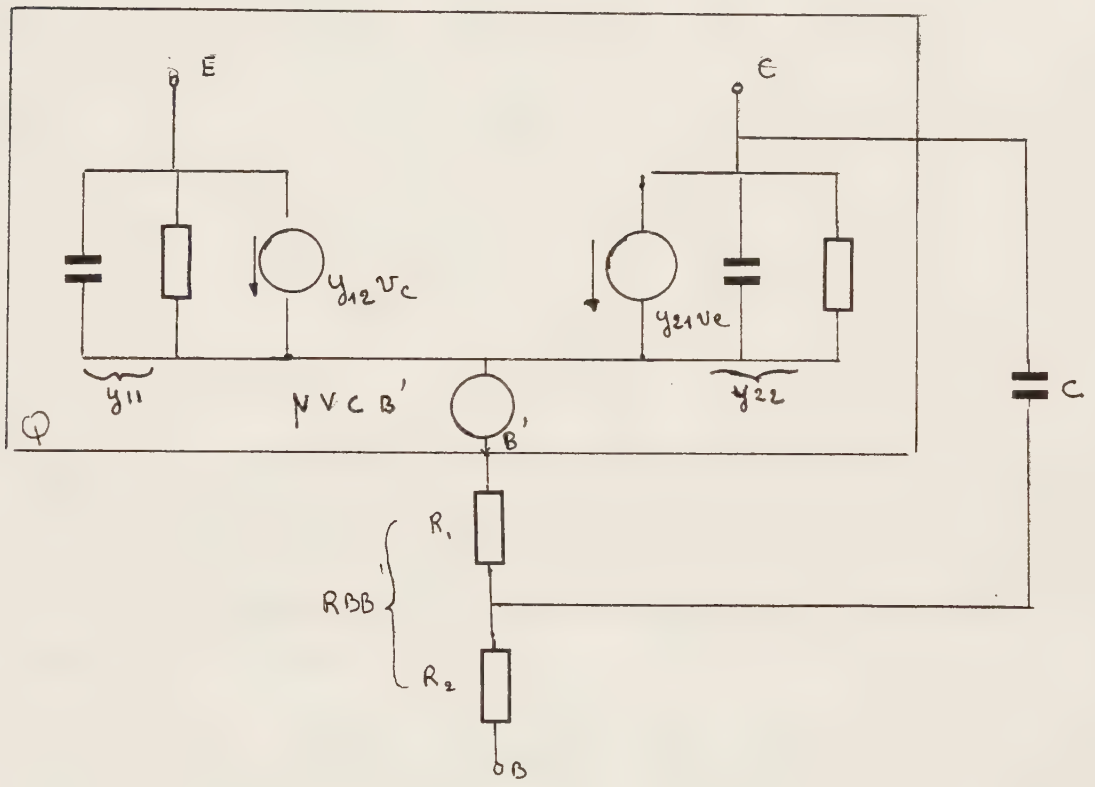


FIG (15)

Le quadripole Q a déjà été étudié au paragraphe (1.2.2) et la forme de représentation ci-dessus constitue une des possibilités d'introduction de l'effet EARLY. N'ayant pas adopté cette représentation nous n'examinerons ici que le détail du couplage de base dont on peut noter que la difficulté de détermination de R1 et R2 n'a pas permis de conserver ce modèle comme schéma de base.

...

1.4.2. Défocalisation dans la base de diodes latérales

- Des études récentes [2] ont montré que lorsqu'il y avait des courants de base d'intensité élevée, il y avait une chute de potentiel supplémentaire le long de la jonction collecteur-base et émetteur-base. Il fallait alors tenir compte d'une défocalisation modifiant la résistance de base, qui prend la valeur

$$R_{BB'} = \frac{R}{4 + a} \qquad (39)$$

$$R = \frac{\rho_B}{2\pi . W} \qquad a = \frac{R\, I_B}{U_T}$$

Compte-tenu des hypothèses faites consistant à ne se placer que dans des conditions de courants dynamiques nettement inférieurs aux courants de polarisation. Ce résultat n'a pas été retenu ici. En effet, les ordres de grandeur des paramètres conduisent à a = 0,2 [5] donc à une correction de l'ordre de : 5%

- REY et LETURCQ [2] montrent qu'il faut tenir compte également de diodes parasites qui existent dans le voisinage de la zone passive de base. Les diodes portent le nom de diodes latérales de surface et de volume et leur fonctionnement est décrit par la relation classique des diodes.

$$I_d = I_S \left(e^{\frac{q V_e}{kT}} - 1 \right) \qquad (40)$$

Le schéma du transistor prend alors la forme suivante :

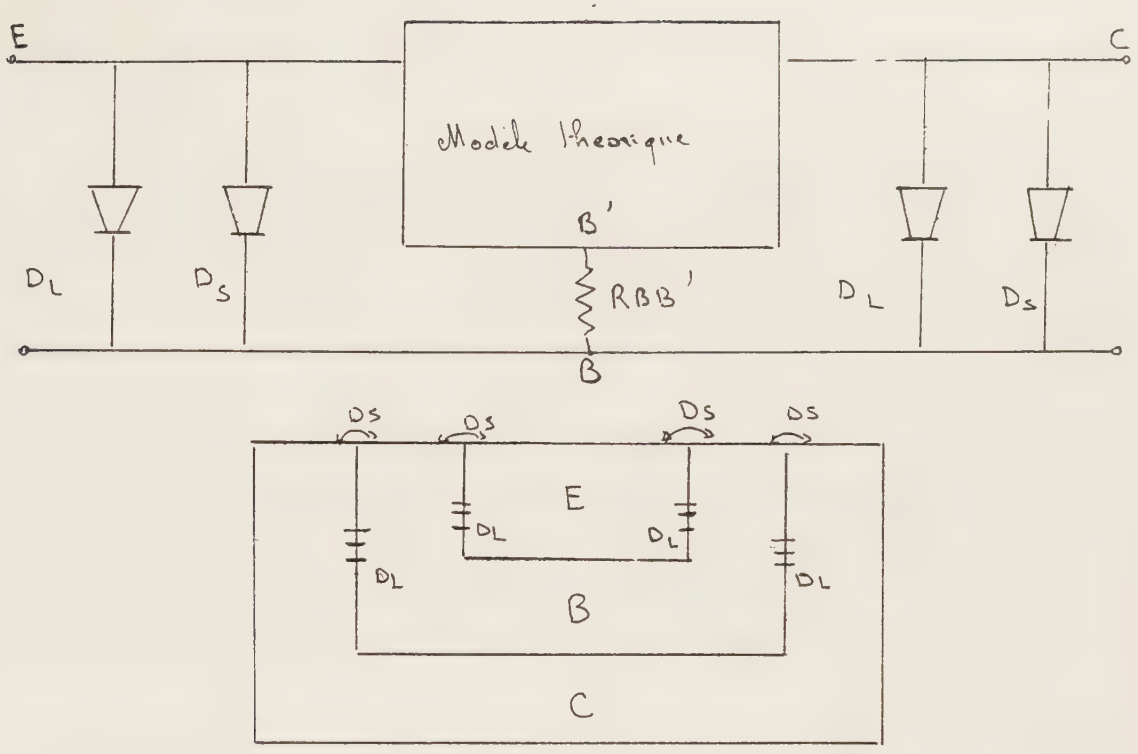


FIG (16)

La difficulté est le calcul de ces diodes, ce qui implique la connaissance de la structure des jonctions latérales, dans un modèle à 2 dimensions. Notons l'importance de ces diodes ; du côté de l'émetteur, nous disposons en parallèle sur l'entrée, des impédances faibles, toutefois les mêmes courants traversant ces diodes étaient faibles (ce sont des courants de fuite éventuelle)., on peut supposer que vis-à-vis de l'impédance émetteur-base, elles n'auront que peu d'influence. Par contre, du côté collecteur, nous disposons de diodes bloquées mais en parallèle avec un circuit collecteur-base de haute impédance. Dans ce cas, on peut penser à une modification importante de l'impédance de sortie du montage. Ceci dit, on n'aperçoit pas de méthode réaliste pour évaluer les paramètres de ces diodes.

- Au cours de ce chapitre, nous avons essayé de bâtir un modèle de transistor aussi voisin que possible de la réalité physique. Pour cela, nous avons utilisé les résultats connus de la physique du solide en matière de diffusion et de conduction. Ces résultats nous indiquent l'impossibilité de représenter le fonctionnement du transistor par des éléments à constantes localisées du type, R, L, C... La structure utilisant le formalisme de la ligne s'impose dès le départ dans l'équation de fonctionnement de la base du transistor. L'interprétation des admittances équivalentes à cette base par des dipoles localisés à partie réelle positive ou négative ou à partie imaginaire à caractère selfique ou capacitive représente une "astuce" commode d'interprétation du schéma du transistor.

- D'autre part, même si pour les fréquences basses, nous pouvons interpréter le schéma en π comme étant composé d'éléments discrets, il faut remarquer l'imprécision de détermination de ces éléments de par la difficulté de mesures en pratique des grandeurs comme ν, W, D etc...

- L'introduction de l'effet EARLY et de la résistance RBB' nécessitent d'une part la possibilité de savoir mesurer le coefficient de réaction et d'autre part de savoir effectuer une analyse bi-dimentionnelle de notre modèle. Par ailleurs, la théorie fait appel à une distribution de champ constant dans la base (dopage exponentiel) seule condition pour rendre exploitable la formulation des paramètres yij équivalents à la base. Un profil de dopage réel nous a montré combien il était peu probable d'obtenir des résultats valables par cette théorie.

- Nous sommes contraints de faire des mesures précises pour chaque transistor. Dès lors pourquoi ne pas tenter de partir de ces mesures directes, sans compliquer la formation par des études théoriques non évaluables numériquement. C'est ce que nous allons tenter au chapitre 2.

CHAPITRE 2

ELABORATION D'UN SCHÉMA ÉQUIVALENT DU TRANSISTOR A PARTIR DES MESURES EXTÉRIEURES.

Nous avons montré, au chapitre 1, que l'élaboration d'un schéma électrique de transistor à partir des relations provenant de la physique du solide se heurte toujours à des difficultés de principe et exige en outre des mesures précises sur les dimensions du transistor et sur les valeurs des paramètres physiques (dopage...) difficilement accessibles. Nous nous proposons dans ce chapitre 2 de reconstituer le schéma équivalent à partir des mesures de paramètres Yij, mesures effectuées dans les conditions normales de fonctionnement mais en tenant compte des résultats physiques les plus indiscutables, chaque fois que cela permet d'améliorer le schéma.

2.1. MESURES EXTERNES SUR UN TRANSISTOR EN BASE COMMUNE

- Les informations relatives au comportement du transistor en haute fréquence, nous sont fournies sous forme de paramètres complexes Y_{ij} au nombre de quatre, ce qui donne huit nombres réels (quatre parties réelles et quatre parties imaginaires) qui sont des fonctions de la fréquence. Afin de satisfaire un domaine d'utilisation assez vaste, nous avons choisi pour illustrer notre étude deux exemples de transistors totalement différents de par leur construction.

2.1.1 - Le Transistor AF 125

C'est un transistor du type allié, couvrant un domaine de fréquence s'étendant de quelques MHz à 100 MHz environ. La fréquence de transistion est de l'ordre de 70 MHz. Il présente les particularités suivantes qui nous ont conduit à le choisir.

...

Le constructeur (Radiotechnique)donne pour ce transistor une série de courbes avec quelques points de repère très précis sur ces mêmes caractéristiques et nous allons utiliser ces données. L'ensemble de ces données est assez rarement indiqué par le constructeur pour les transistors travaillant dans cette gamme de fréquence. En effet, peu d'appareils de mesure sont conçus pour effectuer la détermination des yij dans une telle gamme. La plupart fonctionnent à partir de 50 MHz et plus.

D'autre part, il s'agit d'un transistor destiné à fonctionner à faible puissance (inférieure au watt). En pratique, c'est pour les petites puissances que l'on utilise les transistors polarisés en régime linéaire cas qui nous intéresse ici. C'est également pour ces transistors que le constructeur fournit les paramètres yij avec précision (de l'ordre de 10 %).

- Les courbes, ci-jointes, donnent l'allure des variations des paramètres yij entre 1 et 100 MHz. Nous pouvons noter les points particuliers suivants :

. Admittance d'entrée, Y 110

La partie réelle est peu variable avec la fréquence, elle décroit dans un rapport 2 entre 1 et 100 MHz. La partie imaginaire est positive jusqu'à 10 MHz, puis devient négative. On peut noter une variation assez brusque de ce terme autour de 10 MHz. L'admittance d'entrée est donc du type selfique puis capacitif suivant la fréquence ce qui semble traduire une réaction interne importante.

. Transadmittance vers l'entrée Y 120

La partie réelle est négative ainsi que la partie imaginaire ; elles sont décroissantes en fonction de la fréquence et restent dans un rapport 1 à 100

. Transadmittance vers la sortie Y 210

La partie réelle négative est fortement variable décroissant dans le rapport de 1 à 150 alors que la partie imaginaire négative jusqu'à 10 MHz devient positive aux fréquences plus élevées ; là aussi, on observe une variation brusque.

...

. Admittance de sortie Y220

La partie réelle positive ainsi que la partie imaginaire sont croissantes avec la fréquence en restant sensiblement dans le rapport 1 à 4, pour la partie reelle et 1 à 5 pour la partie imaginaire

D'après l'allure des résultats, nous voyons que les Yij mesurés ne sont pas le reflet exact des Yij que l'on peut déduire des résultats théoriques du chapitre précédent, beaucoup s'en faut. Par exemple, la théorie laisse prévoir la structure résistance capacité pour Y110 ce qui n'est vrai qu'avant 10 MHz. Pour Y120 nous obtenons la structure résistance négative capacité au lieu de self, résistance.

De même, pour Y210, la théorie ne laisse pas prévoir un changement de signe sur la partie réactive. Enfin, pour les fréquences basses, les différences observées indiquent l'importance de $R_{BB'}$, car on ne voit pas à ce stade quel autre élément peut venir troubler ainsi le comportement externe du modèle.

- Les courbes illustrant les évolutions des yij en fonction de la fréquence n'ont pour but que de donner une idée d'ensemble sur les variations de ces paramètres. Il est bien évident que les mesures étant ponctuelles, nous ne tenons compte dans notre calcul que des valeurs de ces paramètres aux fréquences bien déterminées où les mesures ont été faites (points marqués sur les courbes).

2.1.2. Transistor BF183

- C'est un transistor de type npn à structure planar (Radiotechnique), il est de par sa construction, destiné à fonctionner aux fréquences élevées (sa fréquence de transition est de 700 MHz). Nous avons mesuré ses caractéristiques avec un "mesureur de paramètres s" et nous en avons déduit les courbes suivantes qui indiquent le

...

comportement du transistor décrit par ses paramètres yij.

Comparé avec le transistor AF125, on constate que les évolutions de ces paramètres sont de même allure bien que la gamme de fréquence soit plus élevée.

Ces deux exemples constituent une enveloppe suffisante du domaine de fréquence que nous nous proposons d'étudier et la différence de fabrication (allié pour l'un, planar pour l'autre) nous permettra par la suite de faire une double comparaison entre la théorie et les résultats propres à chaque type de transistor.

2.2. RECHERCHE D'UN MODELE MATHEMATIQUE

2.2.1 - Principe de l'élaboration du modèle

- Nous nous proposons de déterminer les éléments du schéma équivalent au transistor tel qu'il est proposé en fin de chapitre 1, et dont la structure est rappelée ci-dessous

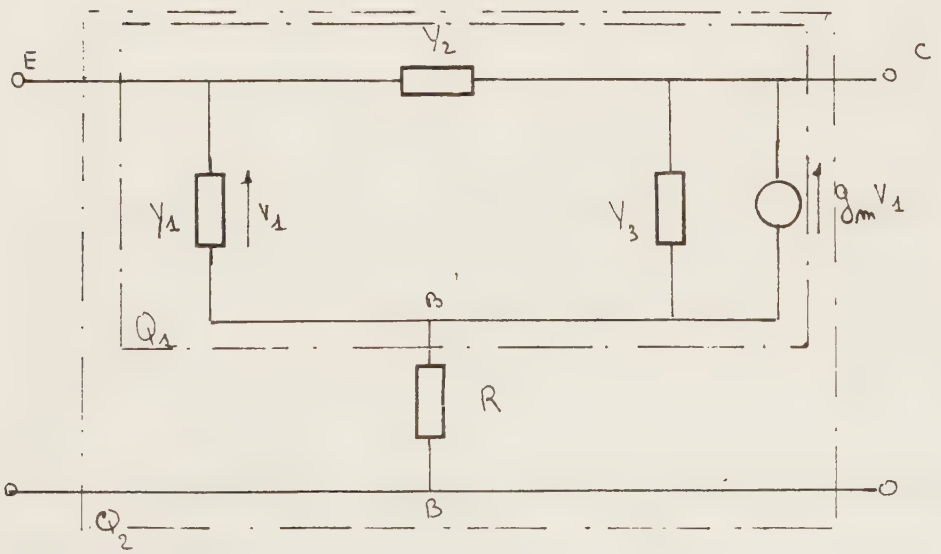


FIG (1)

...

Le quadripole Q_2 est directement lié aux mesures externes (paramètres Yij). Le quadripole Q_1 est la représentation en π déduite des paramètres yij internes que nous avons tenté de calculer mais dont la détermination numérique est délicate ; la liaison entre Q_1 et Q_2 s'opère par l'intermédiaire de RBB' qui apparait comme un élément de contre réaction. Nous supposons que RBB' est une résistance (impédance réelle indépendante de la fréquence).

- Les mesures des paramètres yij externes fournissent huit nombres réels que nous allons utiliser dans notre calcul. Par ailleurs, le chapitre 1 nous donne des indications sur la composition des dipoles constitutifs nous permettant ainsi de tenir compte des résultats les plus vraisemblables de la physique.

Nous rencontrons une première difficulté. En effet, nous disposons de huit nombres réels, mais le schéma équivalent du transistor indiqué sur la figure comporte neuf paramètres. Une seconde difficulté qui n'est pas de moindre importance, compte-tenu du peu de données dont nous disposons pour déterminer notre modèle, réside dans le fait qu'il nous faut supposer une structure idéale, c'est-à-dire que les phénomènes complémentaires autre que RBB' que nous avons décrits au chapitre 1 ne rentrent pas en ligne de compte si ce n'est plus tard, à titre de correction, pour tenter une amélioration. Cette hypothèse est indispensable pour la détermination de notre modèle. Par ailleurs, il ne faut pas perdre de vue que pour être utilisable, même à une fréquence unique, un modèle doit être simple, et permettre une estimation rapide, sans ordinateur, des performances recherchées, ce qui suppose un schéma d'nalyse simple. Un schéma compliqué, comportant plusieurs dizaines de composants est sans intérêt pour l'ingénieur, qui doit pouvoir faire des estimations rapides (quitte à compliquer le montage, pour une étude plus précise, sur quelques points spécifiques).

- Bien que ne disposant pas de suffisamment de données, nous nous proposons d'évaluer chaque composant du schéma à l'aide des données (paramètres yij mesurés) et de la résistance RBB' considérée ici comme un paramètre réel à fixer ultérieurement. Nous adoptons

...

pour ce calcul, les notations suivantes

$$(1)\quad \begin{aligned} Y_1 &= A Y_1 + jB Y_1 \\ Y_2 &= A Y_2 + jB Y_2 \\ Y_3 &= A Y_3 + jB Y_3 \\ G_m &= A G_m + jB G_m \\ R_{BB'} &= R \end{aligned}$$

Les informations dont nous disposons sont les paramètres Yij internes que nous notons yijo de partie réelle A_{ijo} et de partie imaginaire B_{ijo}. Les paramètres Y_{ijo} mesurables sont liés aux paramètres internes par les relations déduites d'une analyse de la figure (1)

$$(2)\quad Y_{110} = \frac{Y_1 + Y_2 + R\left[Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 - Y_2 G_m\right]}{1 + R\left[Y_1 + Y_3 - G_m\right]}$$

$$(3)\quad Y_{120} = -\frac{Y_2 + R\left[Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 - Y_2 G_m\right]}{1 + R\left[Y_1 + Y_3 - G_m\right]}$$

$$(4)\quad Y_{210} = -\frac{G_m + Y_2 + R\left[Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 - Y_2 G_m\right]}{1 + R\left[Y_1 + Y_3 - G_m\right]}$$

$$(5)\quad Y_{220} = \frac{Y_3 + Y_2 + R\left[Y_1Y_2 + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 - Y_2 G_m\right]}{1 + R\left[Y_1 + Y_3 - G_m\right]}$$

...

L'ordre dans lequel nous avons effectué les calculs qui vont suivre résulte d'essais successifs, et la méthode exposée ci-dessous nous a paru la plus simple.

- Dans les équations, nous allons chercher la méthode permettant d'exprimer AY_1 et BY_1 uniquement en fonction des données et de R. Les étapes successives du calcul sont les suivantes, dans la relation (5) on explicite AY_2 et BY_2 :

$$AY_2 = \alpha\,[AY_1, BY_1, AY_3, BY_3, AG_m, BG_m, R, \text{données}]$$

$$BY_2 = \alpha'\,[AY_1, BY_1, AY_3, BY_3, AG_m, BG_m, R, \text{données}] \qquad (6)$$

Dans la relation (4) nous y remplaçons AY_2 et BY_2 par les résultats précédants de façon à extraire AG_m et BG_m

$$AG_m = \beta\,[AY_1, BY_1, AY_3, BY_3, R, \text{données}]$$

$$BG_m = \beta'\,[AY_1, BY_1, AY_3, BY_3, R, \text{données}] \qquad (7)$$

Et simultanément, dans l'équation (3) nous extrayons AY_3 et BY_3 en éliminant AY_2 et BY_2 grâce à (6)

$$AY_3 = \gamma\,[AY_1, BY_1, AG_m, BG_m, R, \text{données}]$$

$$BY_3 = \gamma'\,[AY_1, BY_1, AG_m, BG_m, R, \text{données}] \qquad (8)$$

Enfin dans l'équation (2) il vient, après avoir éliminé Y_2

$$(9) \qquad \begin{aligned} AY_1 &= \delta\,(AY_3, BY_3, AG_m, BG_m, R, \text{données}) \\ BY_1 &= \delta'\,(AY_3, BY_3, AG_m, BG_m, R, \text{données}) \end{aligned}$$

En reportant finalement (7) dans (8) et (9), on exprime le résultat cherché à savoir les parties réelles et imaginaires de Y, en fonction de R et des données

$$(10) \qquad \begin{aligned} AY_1 &= N\,(R, \text{données}) \\ BY_1 &= N'\,(R, \text{données}) \end{aligned}$$

Nous pouvons donc en déduire les autres paramètres du schéma. En effet, si nous remarquons qu'entre (8) et (9), après élimination de AG_m et BG_m par (7), il ne reste que AY_3 et BY_3, nous avons alors la possibilité de calculer AY_3 et BY_3 en fonction de R et des données. De même, pour AY_2 et BY_2, grâce à(6) après avoir introduit les résultats précédents dans la relation (7) le calcul est alors complet et nous disposons des valeurs des (8) paramètres réels du schéma équivalent, pour R donné, en fonction des valeurs de yij externe.

- Nous touchons ici au point critique de ce calcul qui permet d'éliminer les divers paramètres d'une équation à l'autre en conservant des expressions permettant d'obtenir une solution unique pour R donné. En effet, cette élimination aboutirait à des formules inutilisables si des expressions non rationnelles s'introduisaient ; les solutions seraient multiples. Reprenons l'expression (5), nous obtenons en extrayant Y_2 la relation

$$(11) \qquad Y_2 = \frac{Y_{220}\,[1 + R[Y_1 + Y_3 - G_m]] - Y_3 - R\,Y_1\,Y_3}{1 + R[Y_1 + Y_3 - G_m]}$$

...

L'égalité de (4) et (5) pour Y_2 entraîne l'expression de G_m sous la forme

$$(12) \qquad G_m = \frac{Y_{220}\left[1 + R(Y_1+Y_3)\right] - Y_3 + Y_{210}\left[1+R(Y_1+Y_3)\right]}{Y_{220}\cdot R + R\,Y_{210} - 1}$$

L'extraction de G_m s'effectue de façon simple, sans faire apparaître aucun terme de puissance en ce qui nous permet de supposer pour l'instant une solution unique en R.

Remarquons par exemple qu'entre 3 et 5 et 2 et 5, une partie du numérateur de la fraction est le même d'où :

$$Y_3 = \frac{Y_{120}\left[1+R\left[Y_1 - G_m\right] + Y_{220}\left[1+R\left[Y_1 - G_m\right]\right]\right.}{1 - R\,Y_{220} - Y_{120}\,R}$$

$$Y_1 = \frac{Y_{110}\left[1+R\left[Y_3 - G_m\right] - Y_{220}\left[1+R\left(Y_3 - G_m\right)\right] + Y_3\right.}{R\cdot Y_{220} - R\,Y_{110} + 1}$$

Nous pouvons noter à l'examen des résultats précédents que les relations donnant G_m Y_3 et Y_1 ne comportent aucun produit contenant des termes tels que $Y_1\ Y_2\ Y_1\ Y_3$...ce qui confirme la possibilité d'obtenir une solution unique en R pour un ensemble de données déterminées. Il nous reste à définir le terme en Y_2. Grâce aux relations donnant Gm, Y_3 et Y_1,

...

il est possible d'exprimer les parties réelles et imaginaires de Y_2 et Gm. Les solutions que nous allons trouver sont des fonctions de R et des données. Il en résulte que Y_2 sera exprimé à partir de fonctions homographiques en R et sera ainsi unique.

- Nous disposons maintenant de formules permettant d'obtenir 8 paramètres réels, en fonction des données et de R. Nous allons choisir une valeur de R et calculer les autres paramètres du schéma de la figure (1). Nous devons chercher si le calcul est possible pour toute valeur de R et ne retenir que la valeur qui donne des paramètres compatibles avec les résultats les plus indiscutables de la physique.

2.2.2. Etablissement des formules de base du modèle

- Le calcul détaillé est fort long et sans difficulté. Nous obtenons le tableau ci-après qui donne les parties réelles et imaginaires de Y_1, Y_2, Y_3 et Gm.

$$AY_1 = \frac{A_{10} \cdot A_{100} + B_{10} \cdot B_{100}}{C_{10} \cdot A_{100} - B_{10} \cdot B_{100}}$$

$$BY_1 = \frac{D_{100}}{A_{100}} AY_1 + \frac{B_{100}}{A_{100}}$$

$$AY_3 = S\,AY_1 + T\,BY_1 + U$$

$$BY_3 = \frac{O}{N}(1+S)AY_1 + \left(\frac{M}{N} + \frac{O}{N}T\right)BY_1 + \frac{Q}{N} + \frac{O}{N}W$$

$$AG_m = \left[\frac{RG}{H}(1+S) + \frac{R.F}{H}\cdot\frac{O}{N}(1+S)\right]AY_1 + \left[\frac{GRT}{H} + \frac{R.F.V}{H}\right]BY_1 + \frac{G}{H} + \frac{GRU}{H} + \frac{RF}{H}$$

$$BG_m = -\left[\left(\frac{RF}{H} - \frac{RG}{H}\frac{O}{N}\right)(1+S)\right]AY_1 + \left[\frac{RGV}{H} - \frac{RFT}{H}\right]BY_1 - \frac{F}{H} - \frac{RF}{H}U - \frac{RG}{H}W$$

...

$$A\gamma_2 = \frac{\left[1 + R(A\gamma_1 + A\gamma_3 - AG_m)\right] A_{20} - \left[R(B\gamma_1 + B\gamma_3 - BG_m)\right] A_{200}}{B_{20}}$$

$$B\gamma_2 = -\frac{A_{200}}{1 + R(A\gamma_1 + A\gamma_3 - AG_m)} - A\gamma_2 \frac{R(B\gamma_1 + B\gamma_3 - BG_m)}{1 + R(A\gamma_1 + A\gamma_3 - AG_m)}$$

Ce sont des équations qu'il convient de mettre sur un programme d'ordinateur seul procédé efficace pour parvenir au bout du calcul.

- Les notations intermédiaires permettant une écriture relativement simple des formules précédentes, sont :

$$A_{10} = \frac{C_1}{E_1} - \frac{R D_1^2}{E_1^2} + \left(\frac{C_1 R E_1 - R^2 D_1^2}{E_1^2}\right) Z_1 + \left(\frac{R D_1 E_1 + R^2 D_1 C_1}{E_1^2}\right) Z_2$$

$$A_{100} = 1 + \frac{R D_1}{E_1} \gamma_3 - \frac{R C_1}{E_1} \gamma_4$$

$$B_{10} = \left(\frac{C_1 R E_1 - R^2 D_1^2}{E_1^2}\right) \gamma_3 + \left(\frac{R D_1 E_1 + R^2 D_1 C_1}{E_1^2}\right) \gamma_4$$

$$B_{100} = -\frac{R D_1}{E_1} Z_1 + \frac{R C_1}{E_1} Z_2 - \frac{D_1}{E_1}$$

$$C_{10} = 1 + \frac{R^2 D_1^2}{E_1^2} - \frac{C_1 R E_1 - R^2 D_1^2}{E_1^2} \gamma_1 - \frac{R D_1 E_1 + R^2 D_1 C_1}{E_1^2} \gamma_2$$

$$D_{100} = \frac{R C_1}{E_1} \gamma_2 - \frac{R D_1}{E_1} (1 + \gamma_1)$$

$$A_{20} = -(1 - R A_{210}) AG_m - B_{210} R BG_m - R(A\gamma_1 A\gamma_3 - B\gamma_1 B\gamma_3) - A_{210}\left[1 + R(A\gamma_1 + A\gamma_3)\right] + B_{210} R (B\gamma_1 + B\gamma_3)$$

$$A_{200} = (1 - R A_{210}) BG_m - B_{210} R AG_m + R(A\gamma_1 B\gamma_3 + B\gamma_1 A\gamma_3) + B_{210}\left[1 + R(A\gamma_1 + A\gamma_3)\right] + A_{210} R (B\gamma_1 + B\gamma_3)$$

...

$$B_{20} = \left[1 + R(A_{Y_1} + A_{Y_3} - A_{G_m})\right]^2 + \left[R(B_{Y_1} + B_{Y_3}) - R.B_{G_m}\right]^2$$

Les majuscules, avec ou sans indice, étant donné par :

$$C = -A_{210} + A_{120}$$

$$D = -B_{120} + B_{210}$$

$$E = 1 + R(A_{120} - A_{210})$$

$$F = E.D - CRD$$

$$G = CE + RD^2$$

$$H = E^2 + D^2$$

$$I = A_{110} - A_{210}$$

$$J = B_{220} - B_{110}$$

$$K = 1 + R(A_{110} - A_{220})$$

$$M = (1 - RI)H + R^2 I G - J R^2 F$$

$$N = KH - I R^2 G + J R^2 F$$

$$O = JRH - I R^2 F - J R^2 G$$

$$P = (-JRH + R^2 IF + J G R^2)$$

$$L = KHN - (M - (1 - RI)H)N - OP$$

$$Q = JH - RFI - JRG$$

$$R_1 = RIG - JRF - IH$$

$$S = \frac{MN + OP}{L}$$

$$T = \frac{NP + MP}{L}$$

$$U = \frac{R_1 N + QP}{L}$$

...

$$V = 1 + \frac{M}{N} + \frac{O}{N} T$$

$$W = \frac{Q}{N} + \frac{O}{N} U$$

$$C_1 = A_{110} + A_{120}$$

$$D_1 = -B_{110} - B_{120}$$

$$E_1 = 1 - R(A_{110} + A_{120})$$

$$Y_1 = S - \left(\frac{RG}{H} + \frac{RF}{H}\frac{O}{N}\right)(1+S)$$

$$Y_2 = \left(\frac{Q}{N}\left(1 - \frac{RG}{H}\right) + \frac{RF}{H}\right)(1+S)$$

$$Y_3 = \left(T - \frac{GB}{H} T - \frac{RF}{H} V\right)$$

$$Y_4 = \left(\frac{M}{N} + \frac{O}{N} T - \frac{RG}{H} V + \frac{RF}{H} T\right)$$

$$Z_1 = \left(U - \frac{O}{N} - \frac{GR}{H} U - \frac{RF}{H} W\right)$$

$$Z_2 = \left(\frac{Q}{N} + \frac{O}{N} U + \frac{F}{H} + \frac{RF}{H} U - \frac{RG}{H} W\right)$$

Ces formules sont évidemment très compliqués, et seul un ordinateur permet de les mettre en pratique. Les notations utilisées sont choisies de façon à faciliter la programmation. On constatera, en examinant soigneusement les tableaux présents que si l'on se donne A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, B_{11}, B_{12}, B_{21}, B_{22} et R (par un choix de R et le résultat des mesures de transistor) on peut calculer d'abord les éléments du tableau III, de proche en proche. Ces éléments permettent d'obtenir les paramètres du tableau II et finalement le calcul des éléments internes du transistor est possible.

...

2.2.3. Possibilité de mesure de R

- A ce stade de l'étude, nous devons envisager de donner à R une valeur biendéterminée afin de pouvoir effectuer nos calculs. Conformément aux résultats du chapitre 1, il semble difficile de donner une valeur "mathématique" à R. Par contre, une méthode de mesures préconisée par ARCIZENSKI [6] pourrait peut-être, moyennant certaines précautions, donner une indication sur la valeur de R, et au moins faciliter le choix pour hâter la solution.

- Cette méthode consiste à déterminer un composant du schéma équivalent construit à partir des raisonnements de physicien en faisant des suppositions sur l'ordre de grandeur des divers composants. En d'autres termes, on se propose de trouver une "astuce" de montage capable de mesurer l'élément choisi en éliminant l'influence des autres paramètres encore inconnus. Tentons donc de mesurer R par cette méthode. Le montage utilisé est le suivant :

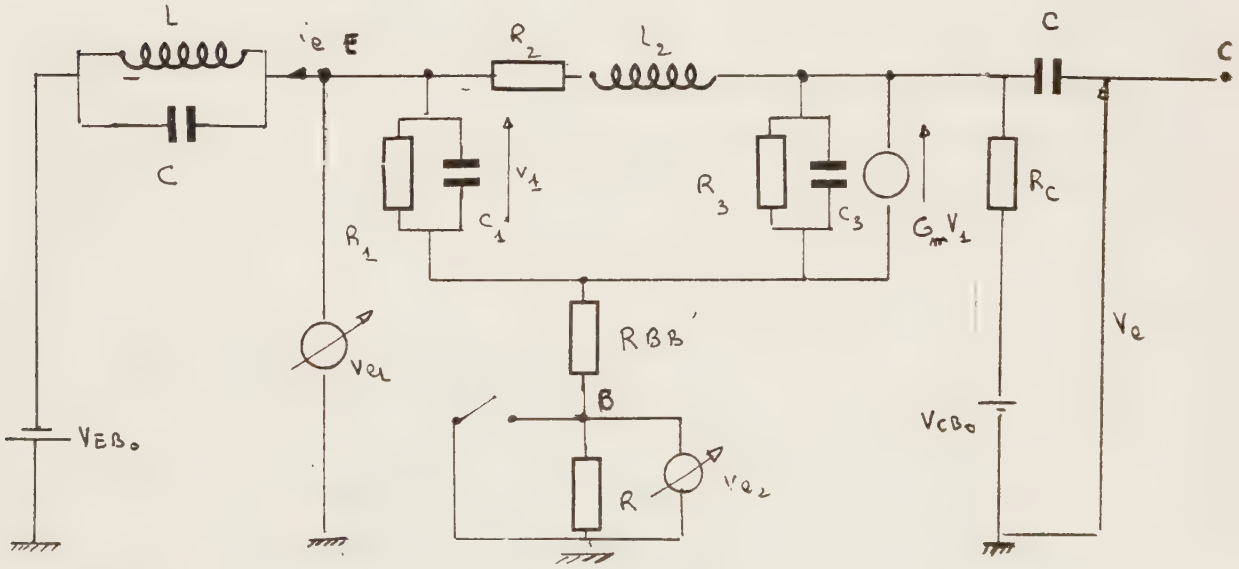


FIG (2)

- Pour mesurer RBB', il faut se placer dans les conditions suivantes $i_e \to 0$ ce qui est réalisé par le circuit "bouchon". Dans le cas où $V_1 = 0$ (ce qui traduit les hypothèses que ie = 0 et une réaction nulle), la tension mesurée lorsque R est court circuitée est celle aux bornes de RBB'. Dans la mesure où $1/C_3 w \gg R_3$ et $R_3 \gg R + R_{BB'}$ on peut dire que le courant injecté par le collecteur est indépendant de R et RBB'. Si donc on ouvre l'interrupteur et que l'on mesure la tension aux bornes de R, au moment où Ve_2 indique la même valeur que Ve_1 dans les cas précédents on a R = RBB'.

Nous voyons combien cette mesure est sujette à caution. En effet, elle semble supposer que l'élément mesuré est indépendant de la fréquence et que les approximations sont satisfaisantes ce qui implique la connaissance exacte du modèle. Nous examinons au chapitre III paragraphe (3.4) les résultats des mesures effectuées par la méthode décrite ci-dessus.

- Nous ne pouvons donc généraliser une telle méthode, en reconnaissant toutefois que pour des fréquences basses. elle est justifiée en raison des valeurs importantes des éléments de réaction. Compte tenu des incertitudes de la mesure précédante, nous adoptons la méthode consistant à faire varier R dans une plage raisonnable compte tenu des résultats du paragraphe 1-3 de manière à déterminer ainsi un schéma équivalent pour chaque valeur de R, et chercher quelle valeur de R conduit à des schémas ayant un sens physique.

2.3. EXPLOITATION DU TABLEAU DE FORMULES :

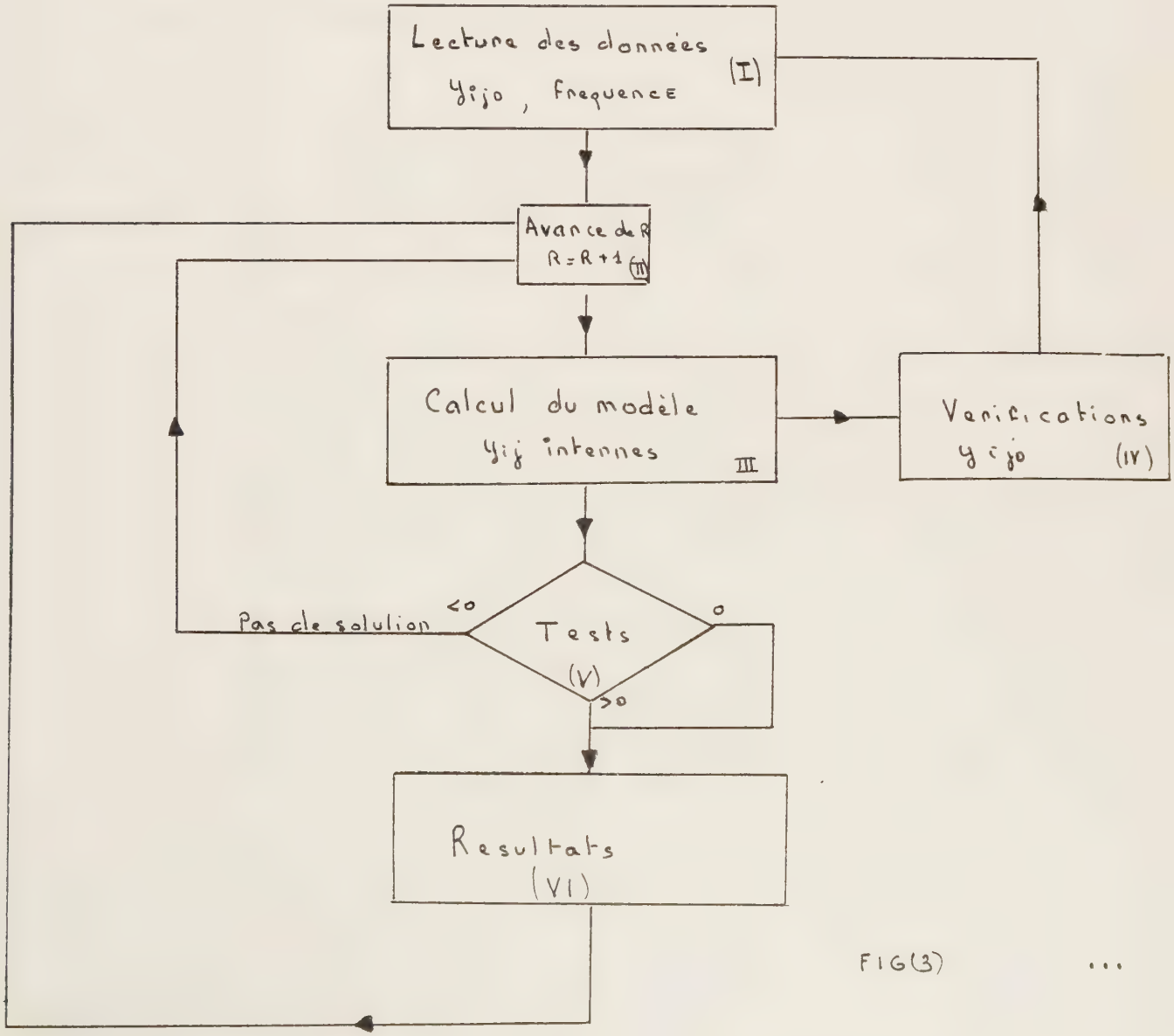
2.3.1. Organigramme de programme

- La forme même des résultats trouvés implique un traitement sur calculateur. En fait, nous faisons actuellement des études exploratoires et pour cette raison, nous ne donnons seulement que l'organigramme en

...

détaillant le programme d'ensemble au chapitre 3,, là les corrections auront conduit à un programme définitif, Dans cet organigramme, nous trouvons résumées les opérations du calcul avec les références des paragraphes et chapitres y rapportant :

(I)	chapitre II	paragraphe 1 (mesures)
(II)	choix de R	chapitre 1 Paragraphe 1,3, et chapitre 2,2,3,
(III)	chapitre II	paragraphe 2,2, formulation :
(IV)	chapitre II	paragraphe 2,2, formulation :
(V)	chapitre II et III	paragraphes 2.2 et 3.2
(VI)	chapitre III	programme définitif (mise en forme des résultats)



FIG(3)

...

Le calcul nécessitant des inversions de matrices et l'emploi de déterminants, nous avons pensé qu'il était important de vérifier si les résultats machine ne divergeaient pas en raison de différence ou divisions trop faibles. Pour celà, nous avons entrepris de recalculer les données à partir des résultats fournis par l'ordinateur, de façon à disposer d'une boucle de contrôle.

2.3.2. Allure des premiers résultats concernant le transistor AF 125

- Nous avons appliqué le programme précédent (qui rappelons le, est un programme provisoire, non indiqué en détail et qui n'est qu'une partie du programme complet du chapitre 3) aux données du transistor AF 125 , suivant les valeurs de R que l''on choisit ; il apparait trois domaines de fréquences délimitant les trois types de configuration suivantes :

	α	β	γ
AY_1	>0	>0	>0
BY_1	<0	>0	>0
AY_2	>0	>0	>0
BY_2	>0	<0	>0
AY_3	>0	$\leqslant 0$	>0
BY_3	>0	>0	>0
AG_m	>0	>0	>0
BG_m	<0	>0	>0

FIG(4)

On note β' si $AY_3 > 0$

...

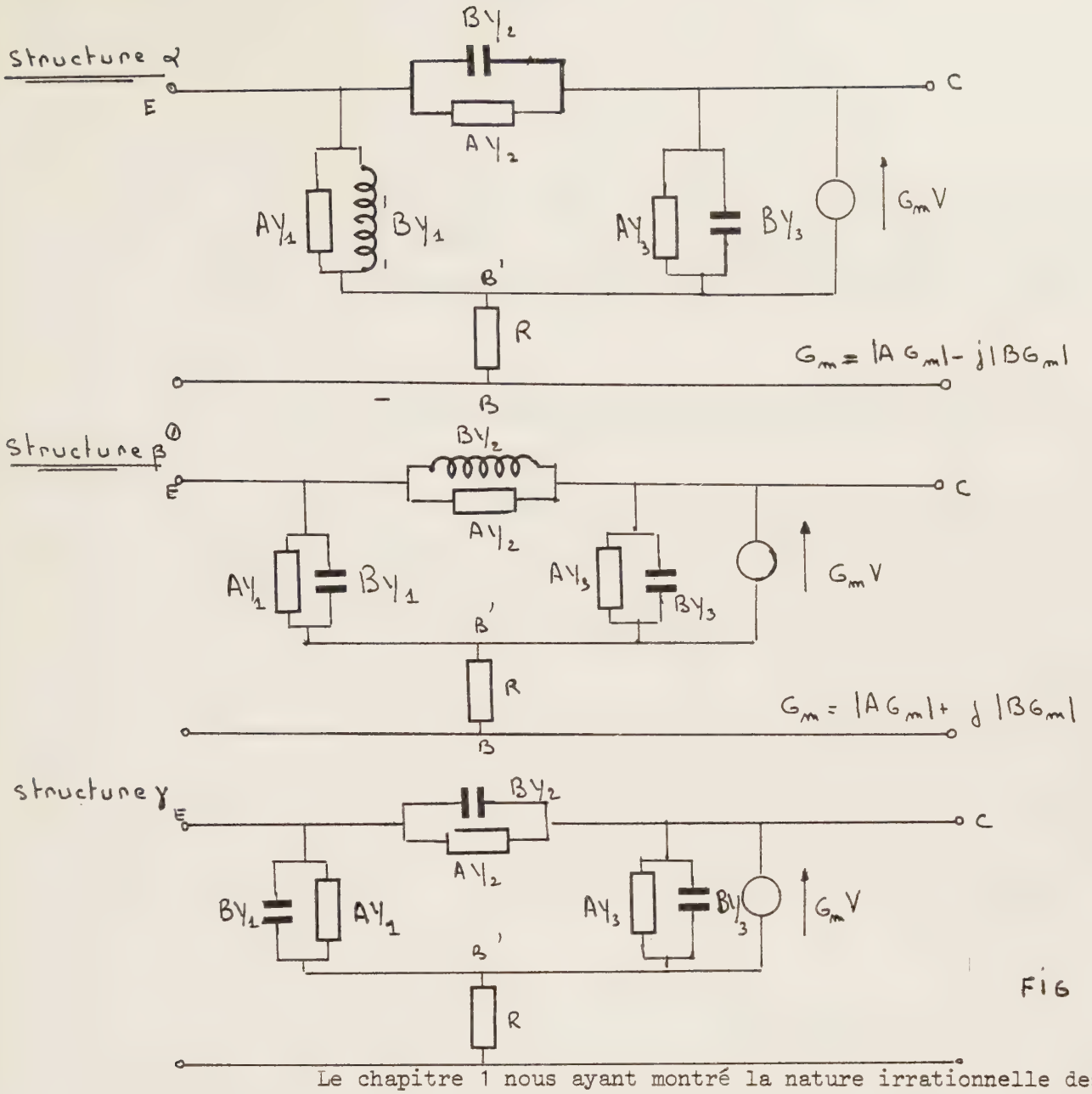


FIG (4 bis)

Le chapitre 1 nous ayant montré la nature irrationnelle des paramètres yij internes, car leur détermination fait appel à un modèle de ligne, nous convenons de représenter par une capacité l'équivalent à la fréquence F de toute partie dans une admittance imaginaire positive et par une inductance l'équivalent à la fréquence F de toute partie imaginaire négative.

Nous avons effectué une étude systématique, en faisant varier R, pour une valeur donnée de la fréquence. Cette fréquence a été choisie entre 1 et 100 MHz. Les résultats sont indiqués sur la figure [5]/ On constate en faisant varier R, que l'on obtient des plages souvent importantes dans lesquelles le schéma équivalent reste de même catégorie. Puis, pour des valeurs élevées de R, on observe des variations aléatoires rapides du modèle... Les valeurs de R sont d'ailleurs grandes devant les ordres de grandeur courant pour RBB'.

...

D'autre part, on peur examiner en R constant l'évolution en fonction de la fréquence ; là aussi, on observe des larges plages où le schéma reste de même type, et la figure [5] illustre ce phénomène.

2.3.3. Première tentative d'amélioration du modèle et interprétation

- Le fait d'obtenir un self pour BY_1 aux fréquences élevées nous a incité à émettre l'hypothèse que la self pouvait être dûe aux connexions du boîtier. Nous avons alors cherché à estimer la valeur de la self de chaque connexion. Les transistors AF 125 et BF 183 étant de montage identique (boîtier TO72), la longueur de la connexion de chaque sortie est estimée à 10 mm environ (boîtier + connexion de l'appareil de mesure 2mm). Compte tenu de l'impossibilité de mesurer une telle self, nous avons fait choix d'un ordre de grandeur de 1 nH par mm. Cer ordre de grandeur résulte de constatations expérimentales sur la mesure de fils rectilignes de 10 mm à 20 mm de longueur, pour lesquels on peut faire des mesures directes. On admet donc que la proportionalité de la self a la longueur.

- Le schéma prend alors la configuration suivante :

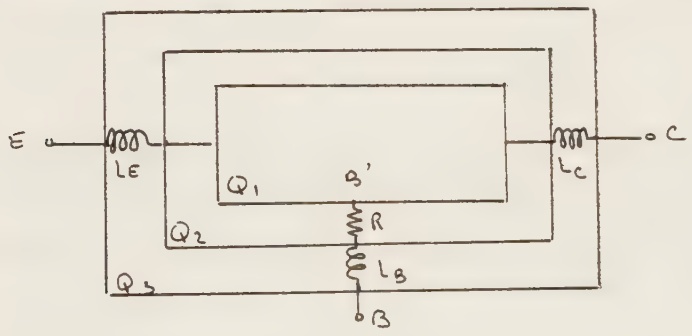


FIG (5 bis)

Nous ajoutons donc à Q_2 trois self, traduisant l'influence des connexions. La matrice admittance, nouveau quadripole, (Q_3) est à déterminer de façon à procéder à une identification avec les mesures externes. La procédure

...

de calcul est alors la suivante :

1) conversion de la matrice des admittances de Q_2 (programme de calcul précédant) en matrice impédance
2) adjonction des trois self; et obtention d'une matrice impédance pour Q_3
3) calcul de l'inversion de la matrice admittance de Q_3 - identification aux mesures externes
4) calcul des éléments de la matrice admittance de Q_2, retour au programme de calcul précédent.

De même qu'au paragraphe précédent, nous renvoyons au chapitre 3 le détail du programme de calcul, dont nous venons seulement de préciser un point.

- Nous obtenons avec ce programme amélioré les structures α, β, γ ; mais la structure β se trouve être prolongée de 20 à 100 MHz comme l'indique la figure 6. Nous observons donc que pour garder une structure unique, nous pouvons adopter une plage de R se situant entre 40 et 70 Ω pour F allant de 1 à 100 MHz. Au delà il est nécessaire de faire varier R pour conserver la structure β. Nous donnons sur la figure [6] un exemple possible de valeurs de R.

Nous constatons déjà que lbn peut trouver une valeur de R, compatible avec les résultats expérimentaux qui conduit à un schéma et à un même type sur une large plage de fréquence.

- Les courbes (A) à (D) indiquent l'évolution des parties réelles et parties imaginaires des éléments/ de la structure en fonction de la fréquence. Le dipôle Y_1 peut être représentée (courbe A) par un dipôle résistance capacité pour des fréquences comprises entre 1 et 10 MHz la résistance vaut 25 ohm et la ... capacité 230 pFd
Au delà de la fréquence,

La variation observée avec la fréquence ne permet plus de decrire le dipole avec une seule résistance et une seule capacité, mais on peut toujours introduire une résistance et une capacité fonction de la fréquence. Rappelons d'ailleurs que la théorie développée au chapitre 1 aboutissant à des impédances non représentables par des capacités ou des résistances

...

- La courbe B traduit sous forme d'un dipôle résistance self en parallèle la réaction interne du transistor (dipole Y_2). On peut noter qu'il n'y a pas de plage où les éléments constituant le dipôle sont constants.

- La courbe C traduit les variations du dipôle Y_3 et l'on constate que l'on dispose pour la partie réelle de Y_3 d'une résistance négative.

- Enfin, les deux paramètres décrivant le générateur de courant sont positifs et l'on peut noter une forte variation du terme imaginaire. On notera une similitude vers les hautes fréquences de cette caractéristique et de celle donnant Y_2 (Courbe D)

Nous sommes ainsi capables de dessiner un schéma équivalent du transitor AF 125. Si, par exemple, on choisit la fréquence 50 MHz, on obtient

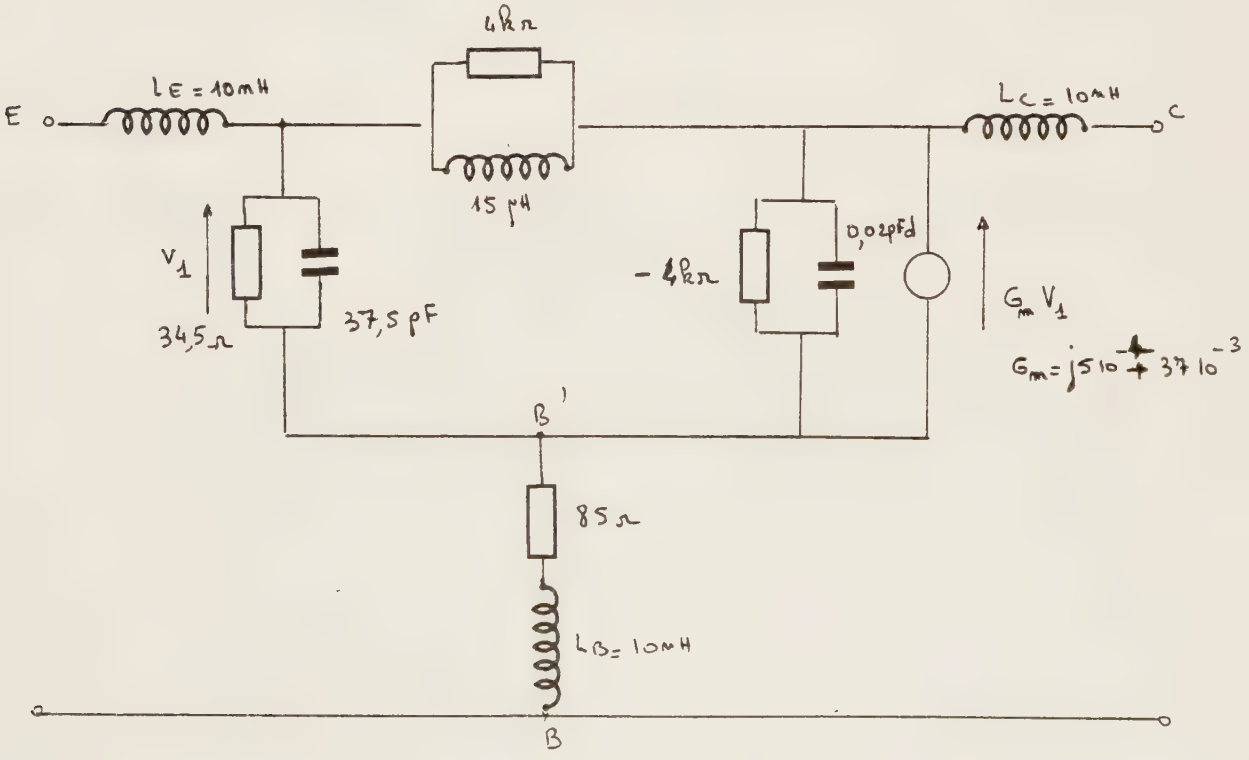


FIG (7)

...

Si la fréquence change, on peut suivre cette variation en modifiant les valeurs des paramètres ; mais, pour un montage très sélectif, on peut faire un calcul en considérant les valeurs des paramètres au centre de la bande,

2,3,4. Application au transistor BF 183

- On obtient sur de larges plages de variation de R et de la fréquence une structure β mais avec AY_3 positif. De même que pour le transistor AF 125, la figure (7) donne une évaluation possible de R. On constate que les dipôles constituant le schéma équivalent ne sont pas formés d'éléments indépendants de la fréquence et que les évolutions suivent sensiblement la même allure que celles du transistor AF 125. Les courbes E à H donnent l'évolution en fréquence de ces dipôles.

Là aussi, ce réseau de courbes peut être exploité pour obtenir un schéma équivalent au voisinage d'une fréquence donnée. Par exemple, à 400 MH_3, on obtient

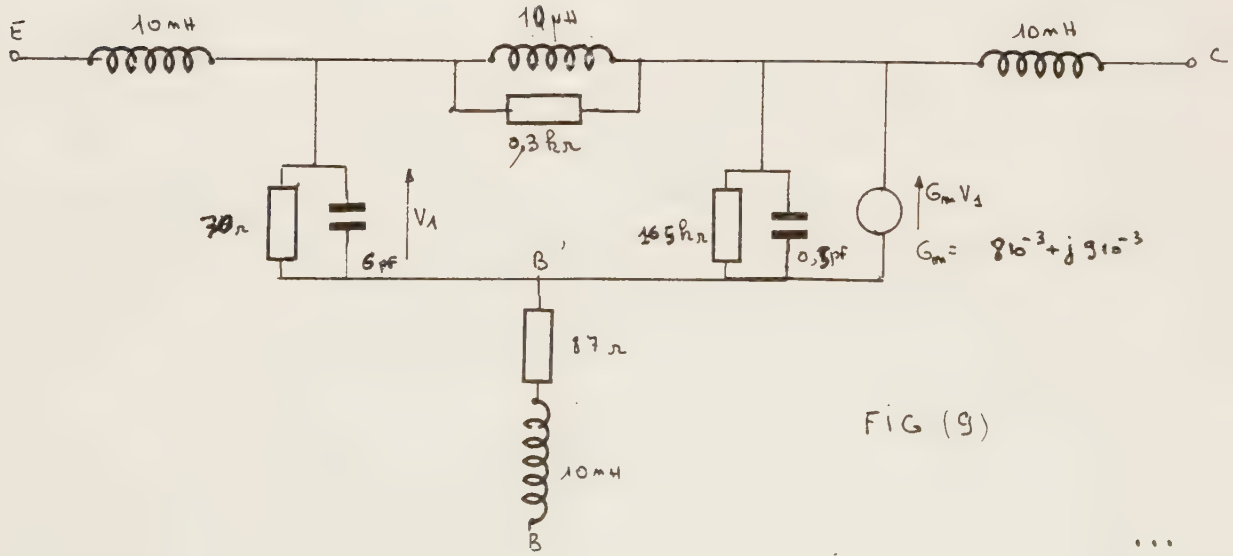


FIG (9)

...

Il est instructif de comparer ce schéma avec celui au voisinage de 200 MH_z.

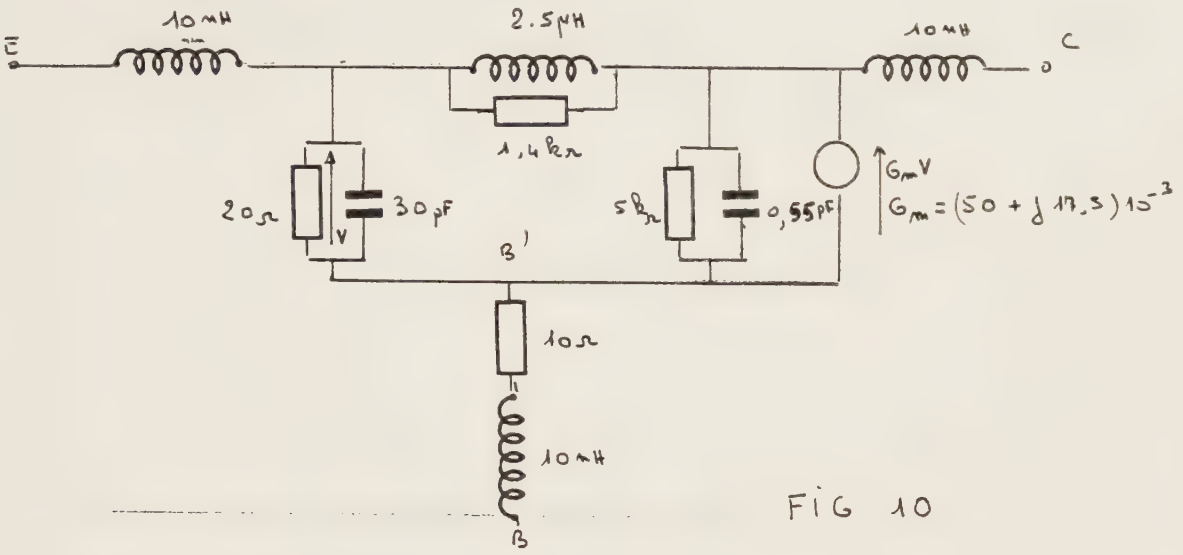


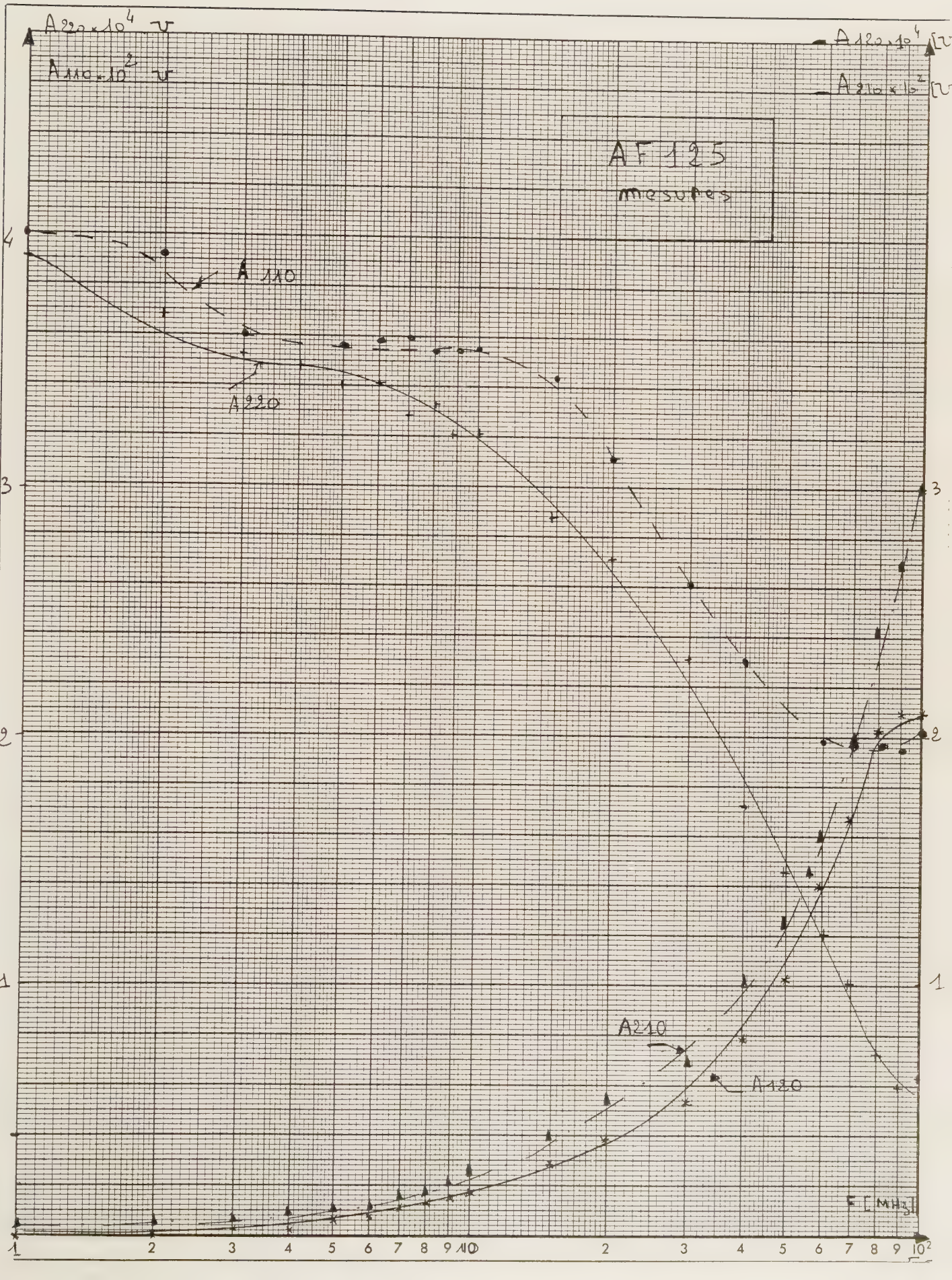
FIG 10

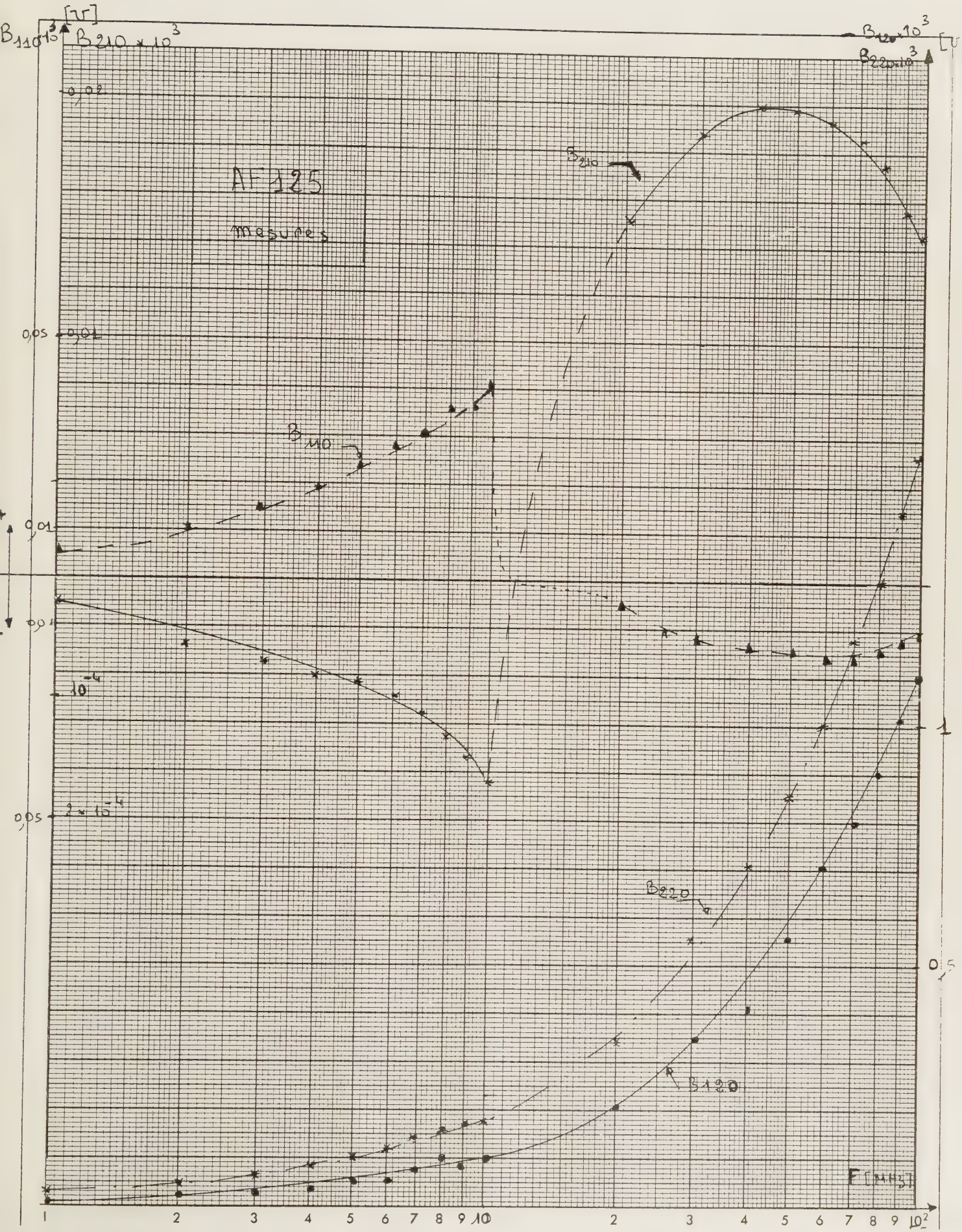
Dans ce chapitre, nous avons montré que le calcul du modèle est possible et que les résultats obtenus sont satisfaisants. Nous obtenons des schémas équivalents qui correspondent aux mesures externes, qui sont utilisables pour effectuer des calculs soit à la main, soit par la Conception Assistée par Ordinateur. Ces schémas n'ont peut être pas une signification physique précise, mais restent néanmoins utilisables. Le choix de R est toutefois mal défini. En effet, nous avons choisi R pour trouver une plage de valeurs pour laquelle le modèle reste le même sur une grande gamme de fréquence. Nous utilisons en fait, une notion de "continuité" dans la structure du modèle proposant en principe qu'il serait déraisonnable d'admettre des variations brusques de type de schéma, lorsque l'on passe d'une fréquence à la fréquence voisine, ou de R à R + dR.

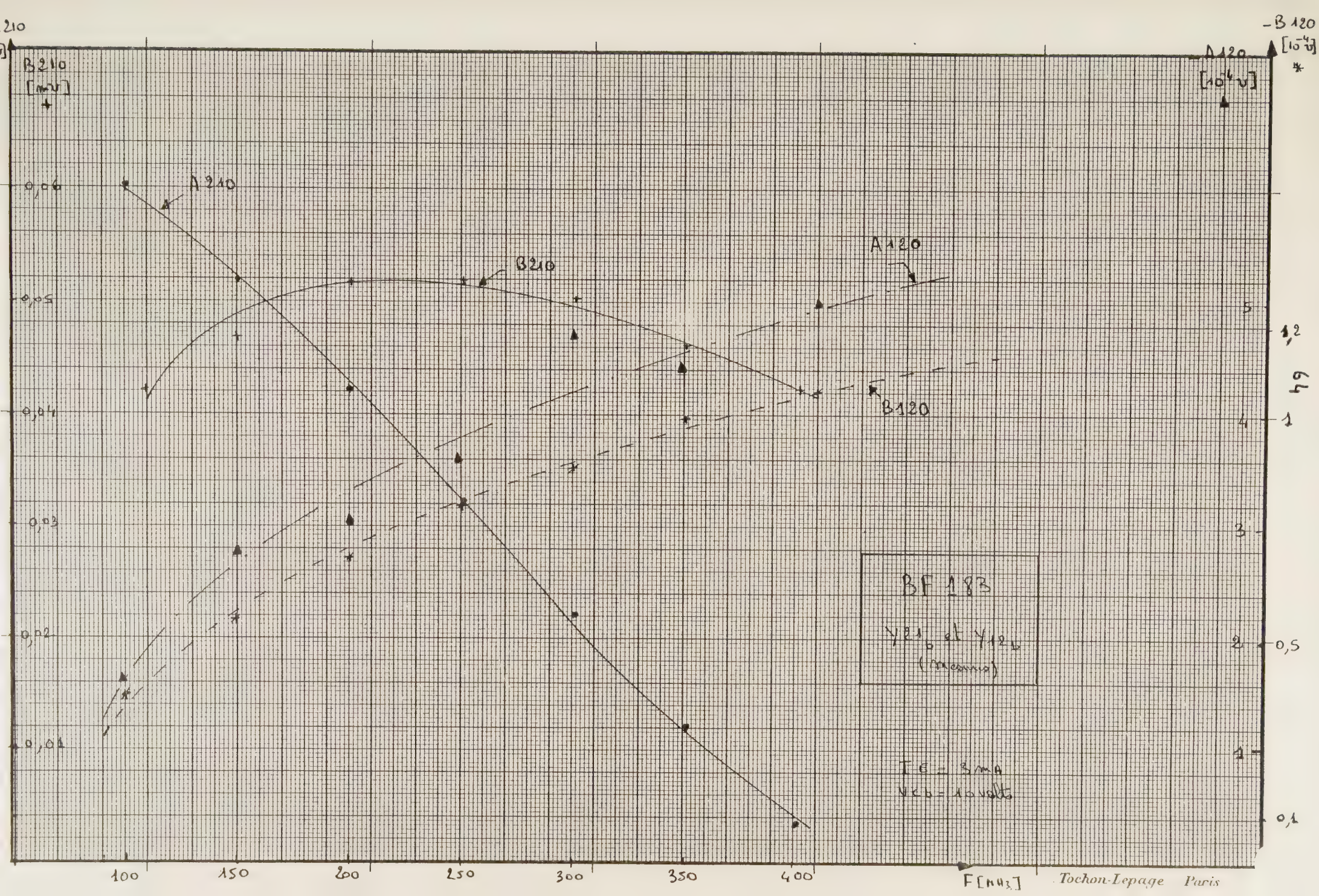
/..

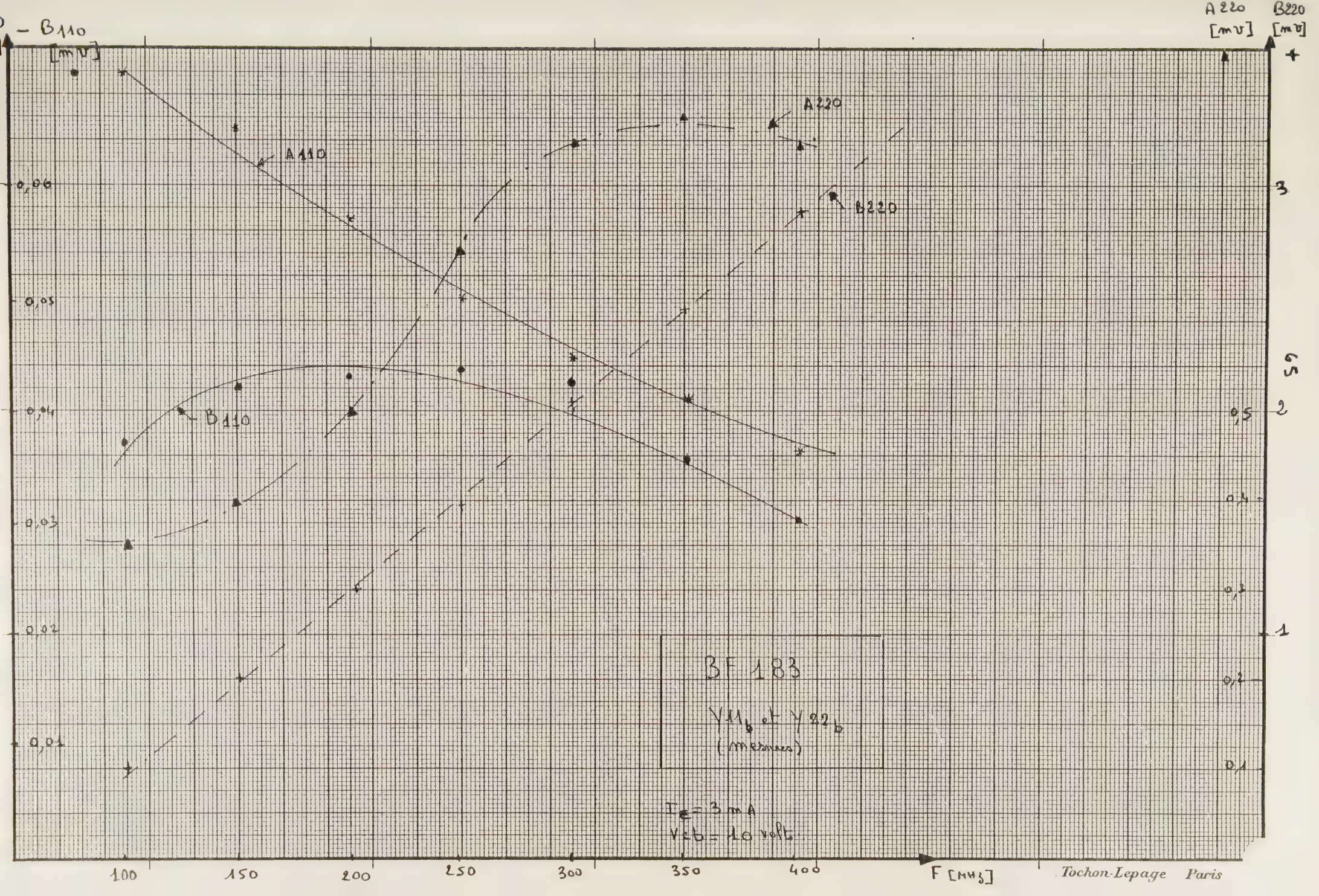
Au chapitre III, nous améliorerons notre modèle de façon à préciser la valeur de R de même que nous tiendrons compte de l'influence du boîtier dans lequel le transistor est monté, ce qui nous conduira vers le modèle définitif le plus proche possible des conditions réelles d'emploi.

...


A220 x 10^4 V
A110 x 10^2 V
A120 x 10^4 [V
A210 x 10^2 [V
AF 125
mesures
A110
A220
A210
A120
F [MHz]
4
3
2
1
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
2
3
4
5
6
7
8
9
10^2


[V]
B110 x 10^3
B210 x 10^3
B120 x 10^3
B220 x 10^3
0,02
0,01
0,005
10^-4
2 x 10^-4
AF 125
mesures
B210
B110
B220
B120
1
0,5
F [kHz]
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
2
3
4
5
6
7
8
9
10^2


B 210
[mV]
A 210
B 210
A 120
B 120
A 120
[10⁻⁴ V]
0,06
0,05
0,04
0,03
0,02
0,01
100
150
200
250
300
350
400
F [kHz]
BF 18
Ve1b et Ve2b
(maximum)
Ie = 3 mA
Vcb = 10 volts
Tochon-Lepage Paris


- B110 [mV]
A220 [mV]
B220 [mV]
A110
A220
B220
B110
0,06
0,05
0,04
0,03
0,02
0,01
3
2
1,5
1
0,5
0,1
100
150
200
250
300
350
400
F [MHz]
BF 183
V_{11_b} et V_{22_b}
(mesurés)
I_e = 3 mA
V_{cb} = 10 volts
Tochon-Lepage Paris

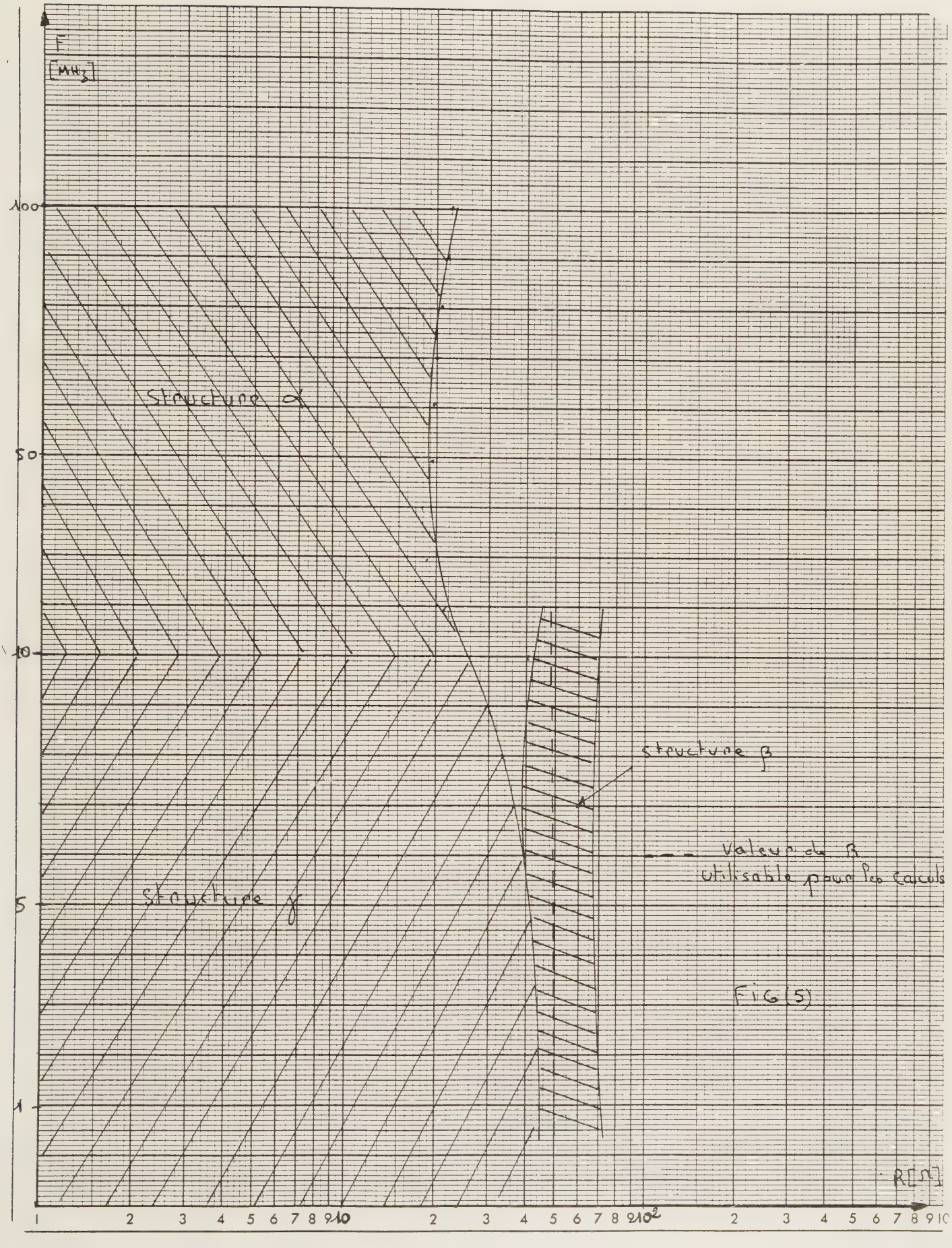

F
[MHz]
100
50
10
5
1
structure α
structure γ
structure β
Valeur de R
utilisable pour les calculs
R[Ω]
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
2 10²

FIG (5)

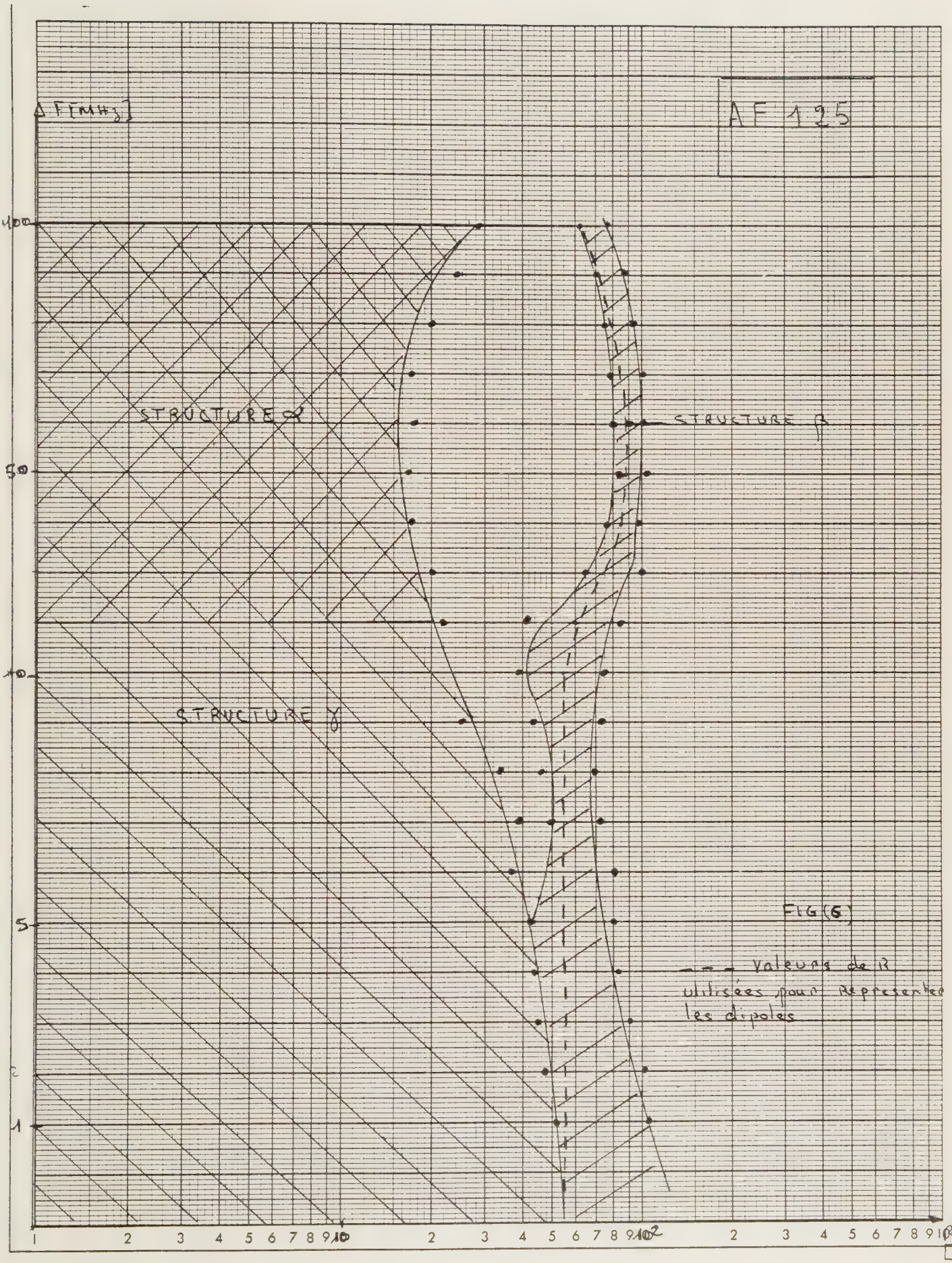
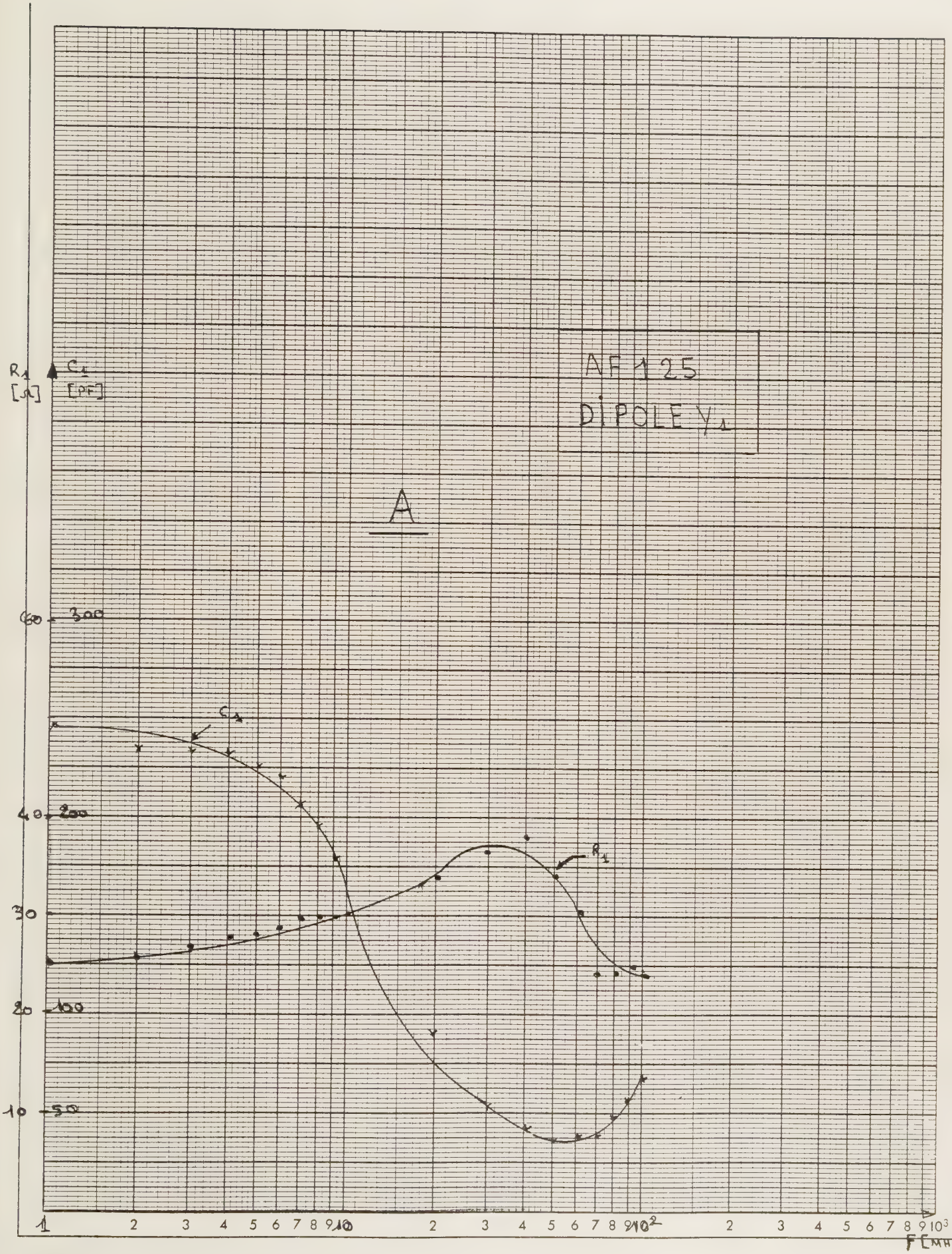
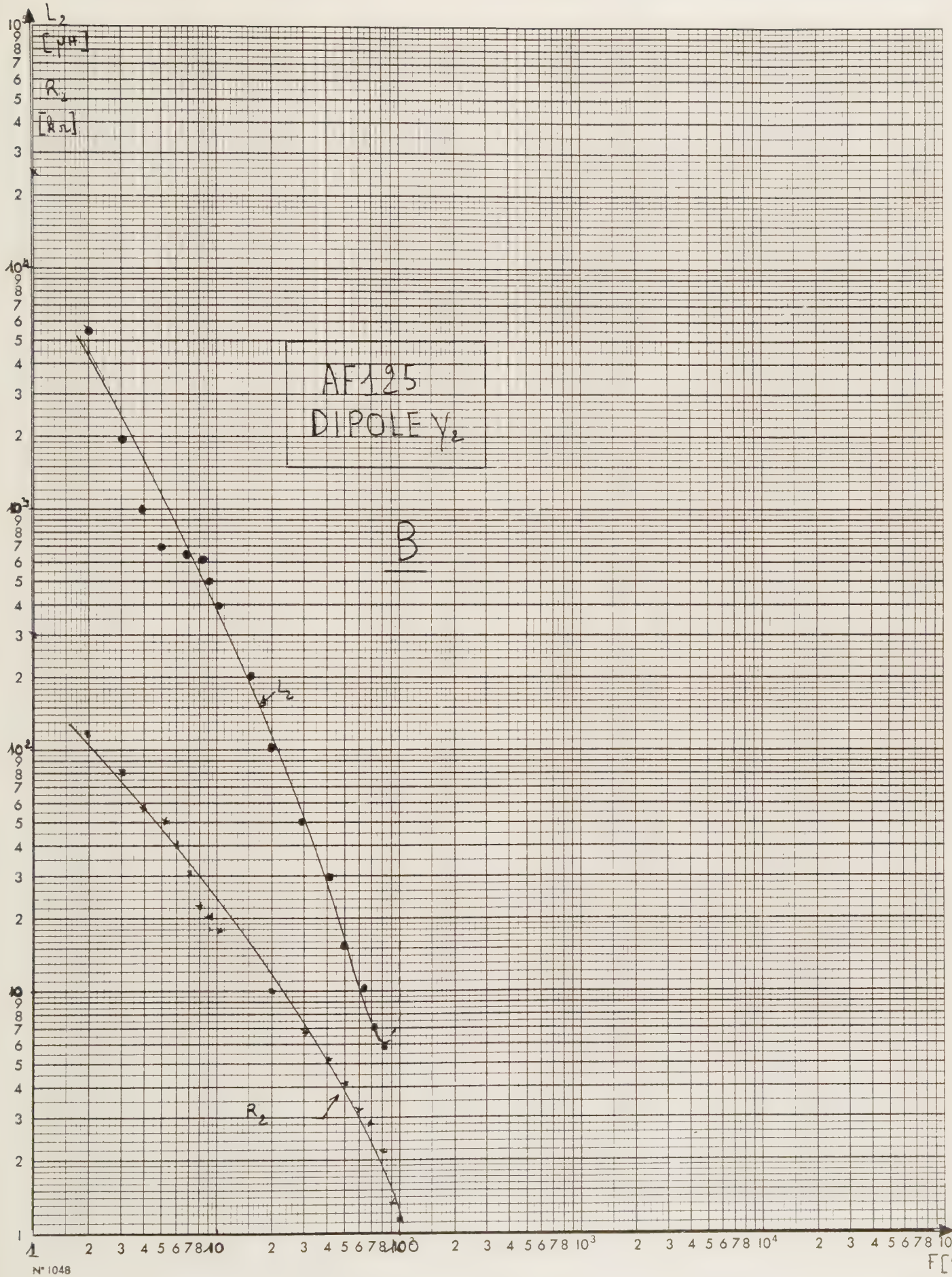


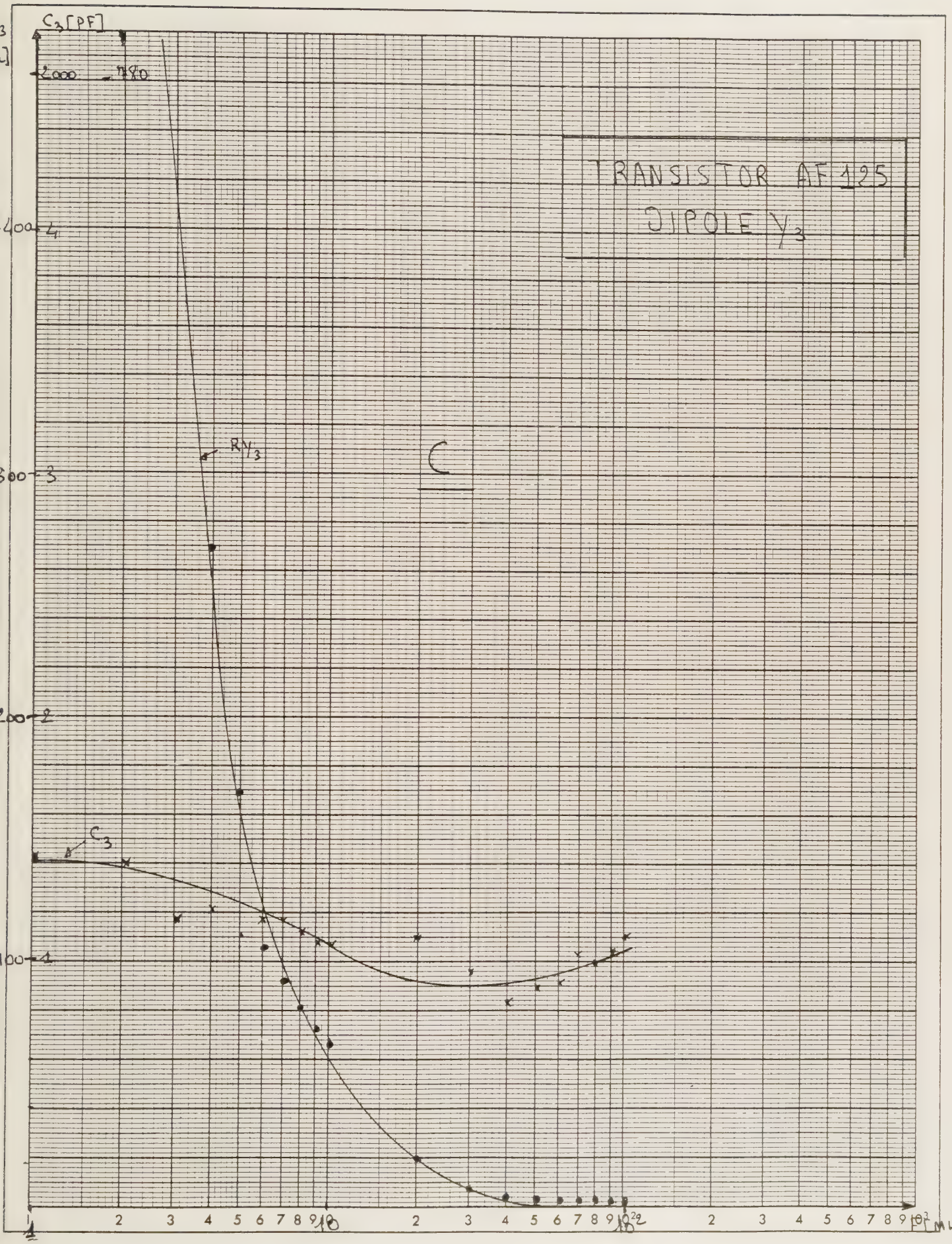
FIG (6)

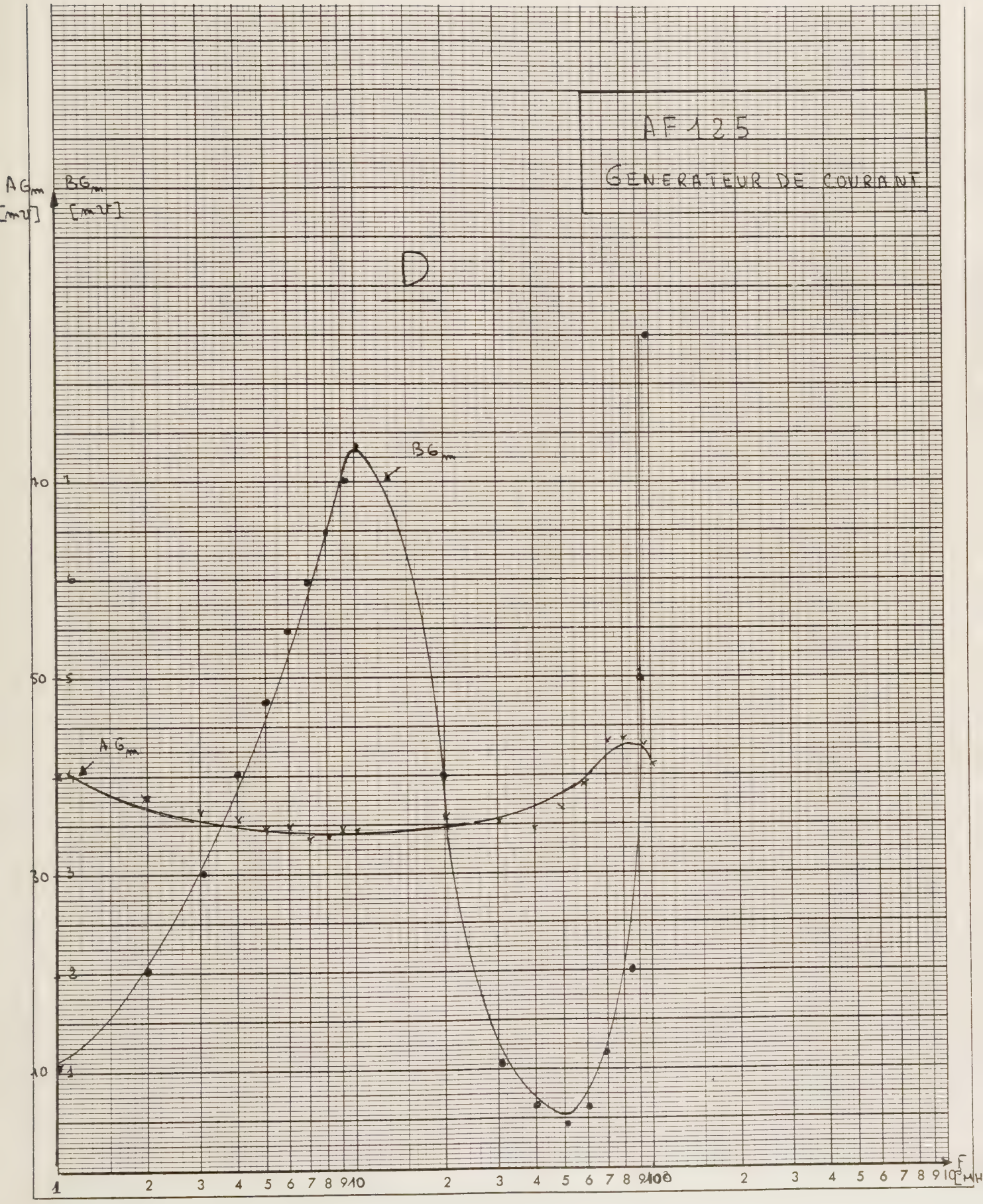
— — — Valeurs de R utilisées pour représenter les dipoles


AF 125
DIPOLE Y1
A
R1 [Ω]
C1 [pF]
60
40
30
20
10
300
200
100
50
C1
R1
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
10²
10³
F [MHz]

N° 1020


L₂ [µH]
R₂ [Ω]
AF125
DIPOLE Y₂
B
L₂
R₂
F [MHz]
N° 1048


C3[PF]
2000
400
300
200
100
TRANSISTOR AF 125
DIPOLE Y3
RY3
C
C3
2
3
4
5
6
7
8
9
10
10²
F[MHz]


AF 125
GENERATEUR DE COURANT
D
AG_m [mV]
BG_m [mV]
BG_m
AG_m
50
30
10
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
F [MHz]

N° 1020

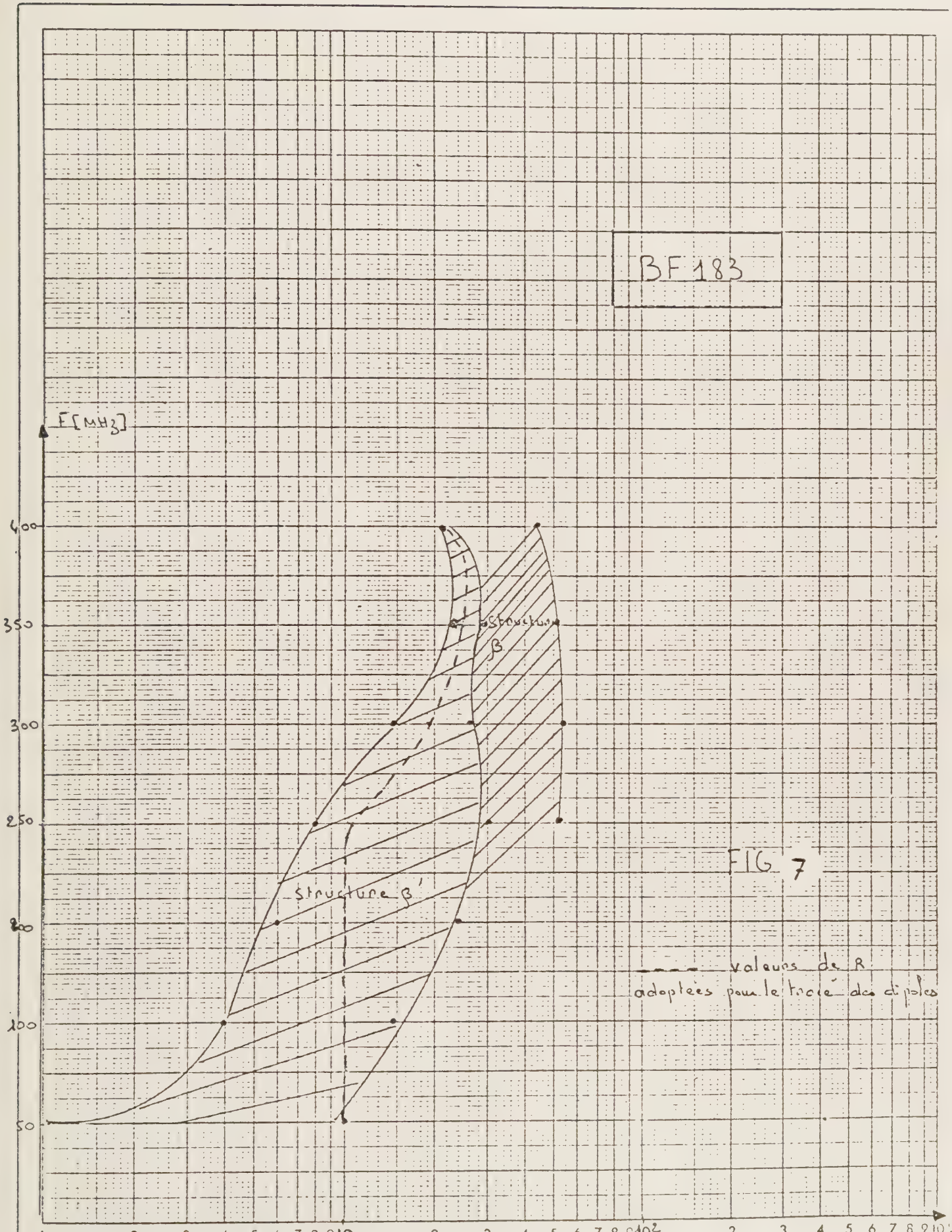
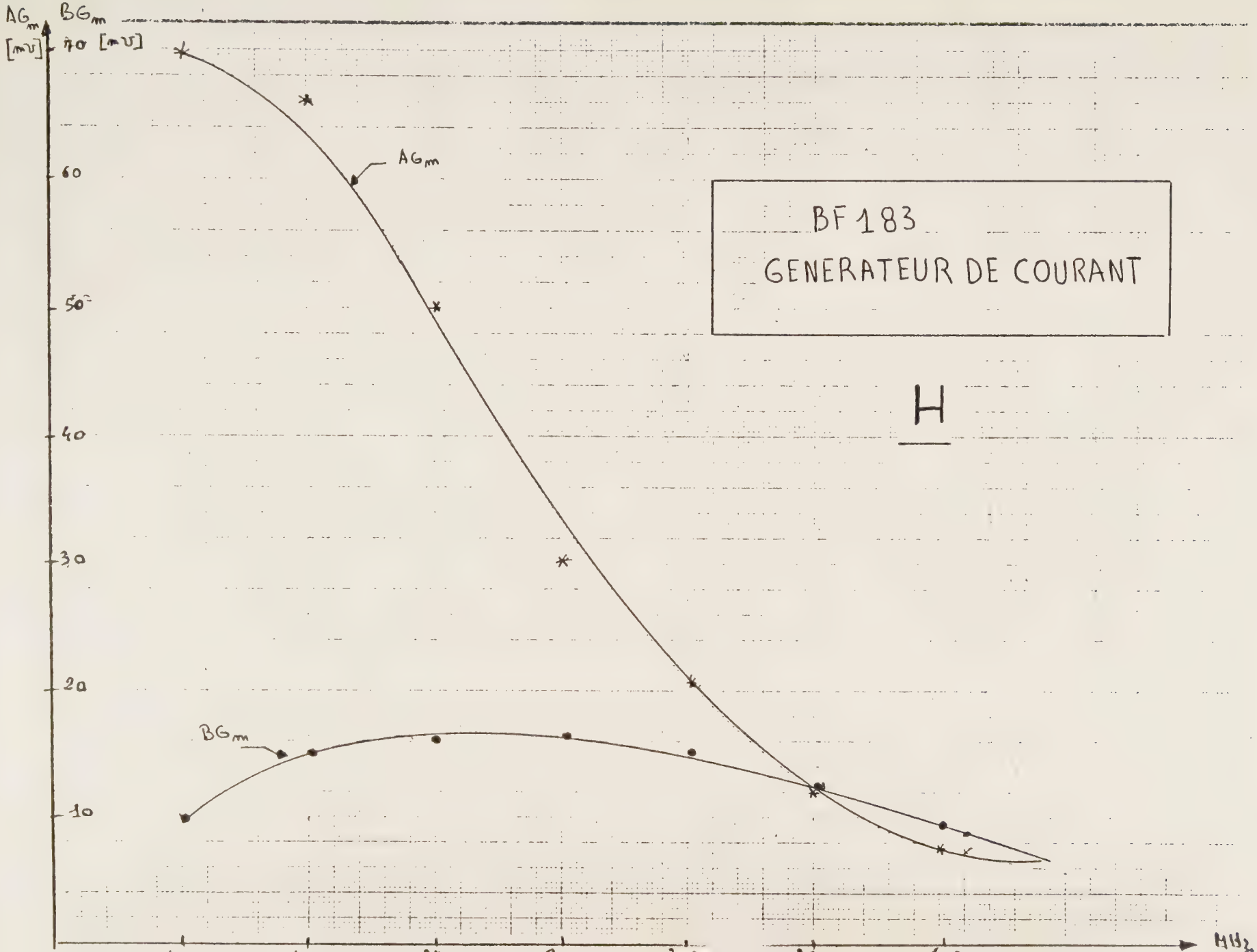
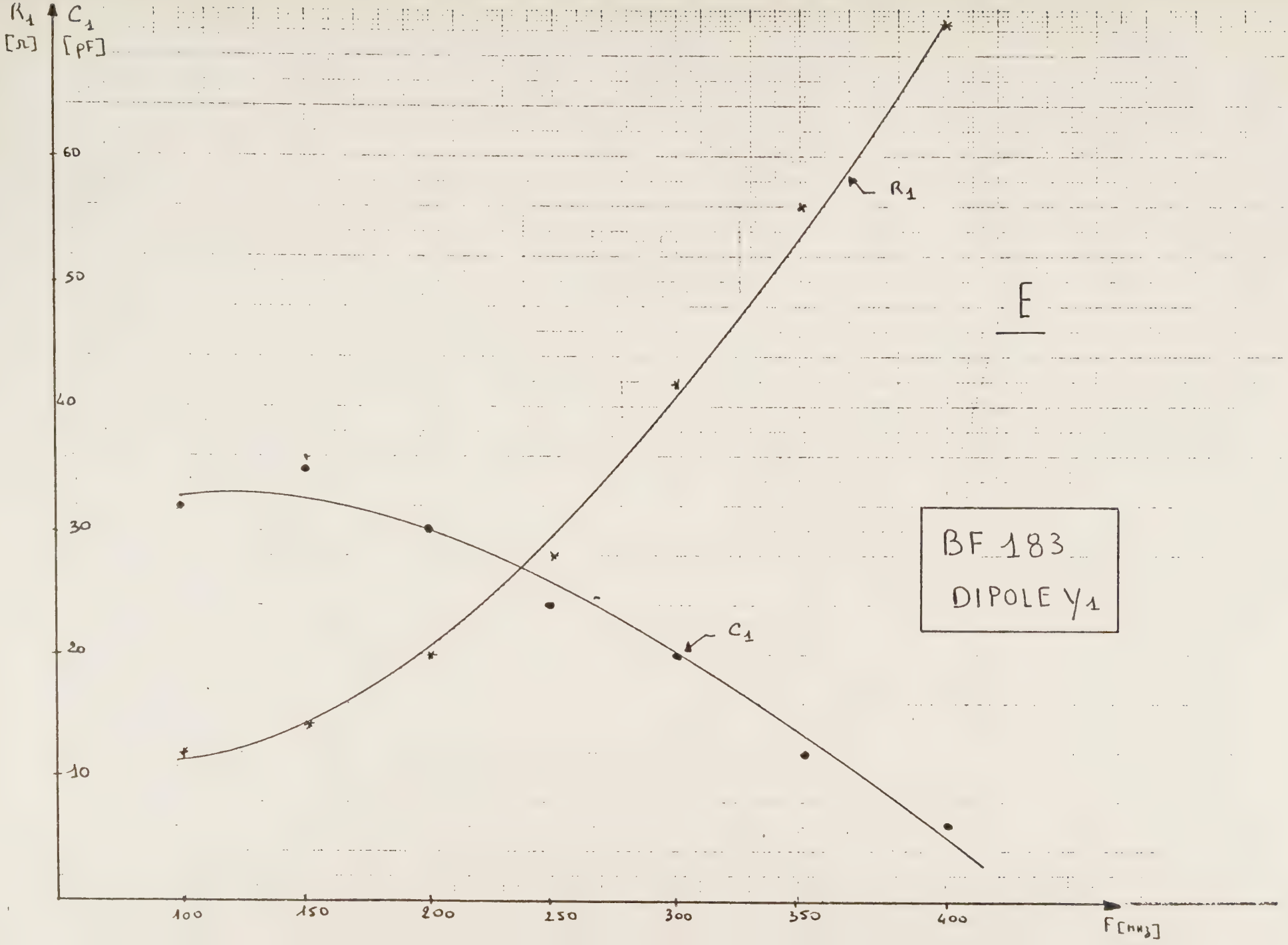


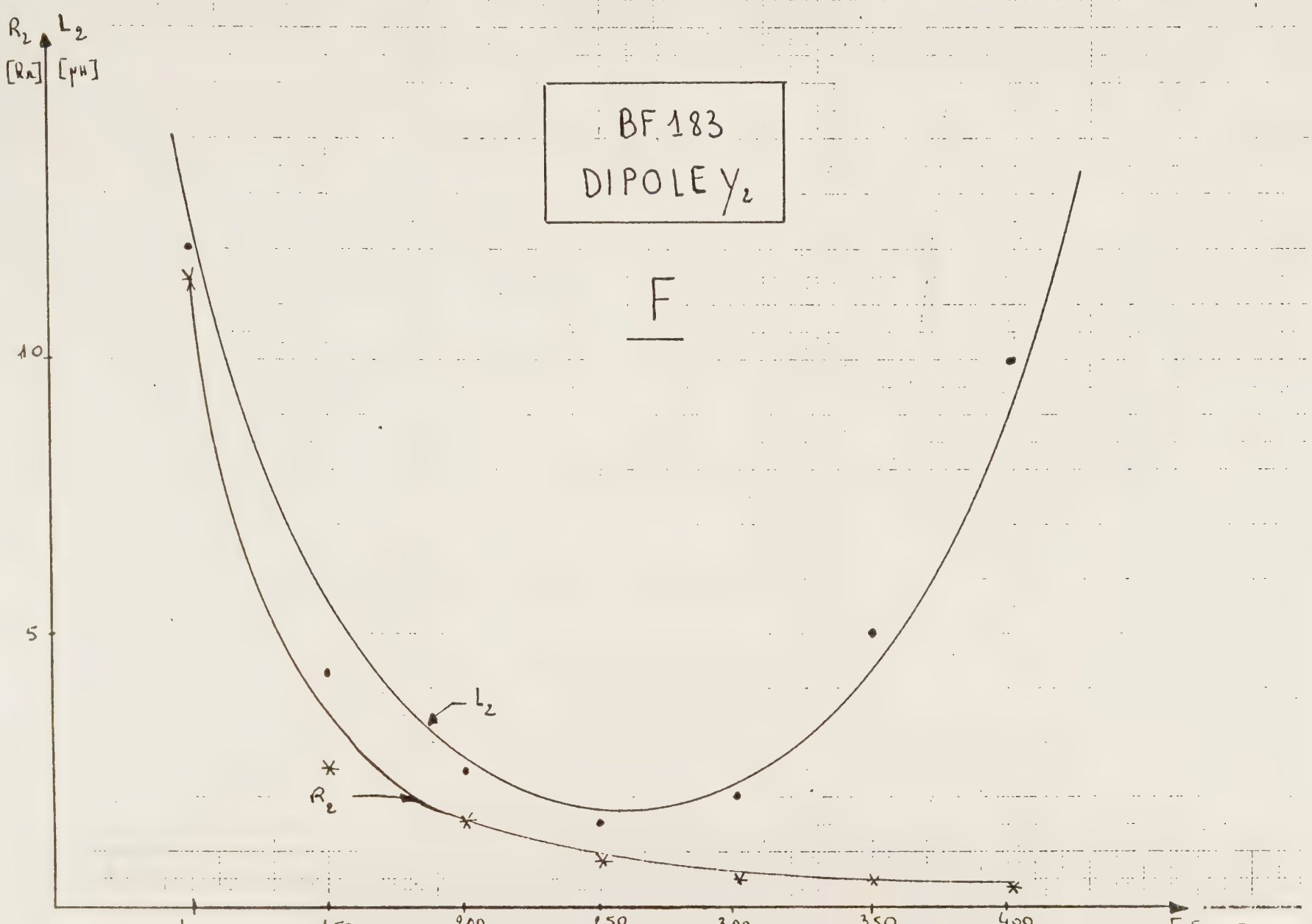
FIG 7

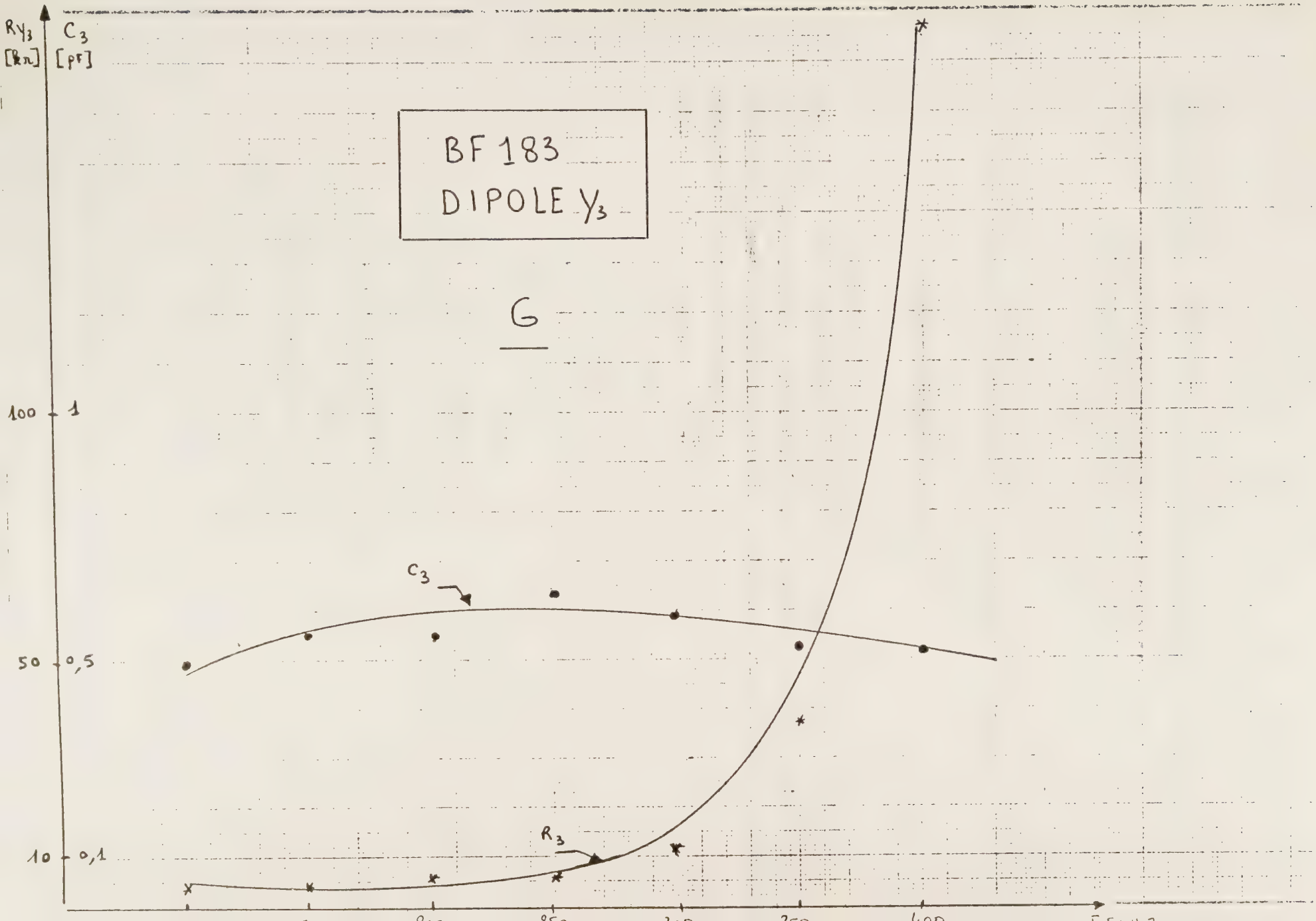
valeurs de R adoptées pour le tracé des dipoles

N° 1020


AG_m [mV]
BG_m
70 [mV]
60
50
40
30
20
10
AG_m
BG_m
BF 183
GENERATEUR DE COURANT
H


R_1 [Ω]
C_1 [pF]
60
50
40
30
20
10
100
150
200
250
300
350
400
F [MHz]
R_1
C_1
E
BF 183
DIPOLE Y/1


R2 L2
[Ω] [μH]
BF 183
DIPOLE Y2
F
10
5
L2
R2


R_{y_3} [kΩ]
C_3 [pF]
BF 183
DIPOLE y_3
G
100
1
50
0,5
10
0,1
C_3
R_3

CHAPITRE 3

INTERVENTION DE LA PHYSIQUE ET DE LA TECHNOLOGIE POUR ACHEVER LA MISE AU POINT DU MODÈLE.

3.1. ELEMENTS PARASITES DUS AU MONTAGE DU TRANSISTOR (Technologie)

3.1.1. Selfset capacités parasites :

Le transistor étant enfermé dans un boîtier, il faut tenir compte de celui-ci dans l'élaboration de notre modèle. Les transistors choisis sont équipés d'un boîtier de type TO72 qui se présente sous la forme d'un cylindre de 6 mm de long et de 5,5 mm de diamètre. La disposition des connexions est celle figurée ci-dessous :

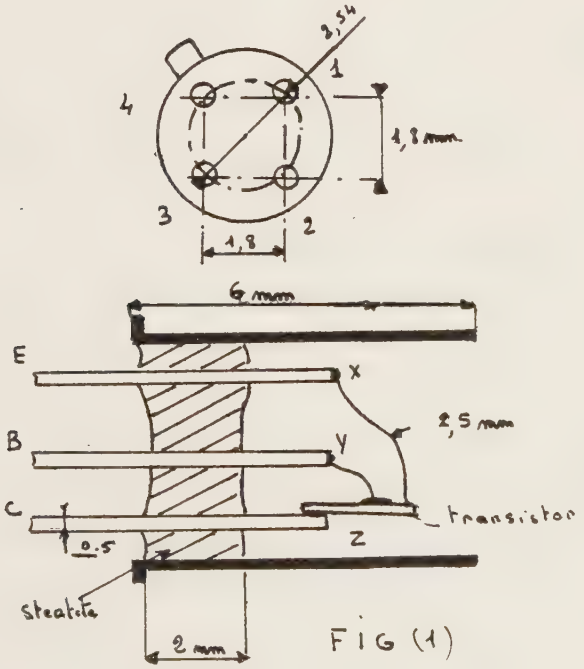


FIG (1)

Brochage

1	2	3	4	
E	B	C	M	BF 183
B	E	C	M	AF 125

Si l'on examine le montage complet du transistor utilisé en pratique, donc

lors de la mesure des paramètres yij extérieurs, nous trouvons d'une part des selfs de connexions et d'autre part des capacités de boîtier.

- On distingue deux types de selfs de connexion. L'un est constitué en fil rigide de diamètre 0,5 mm et sert de support au transistor figure (1) ; l'autre est fait en fil souple joignant la connexion rigide à la base où l'émetteur du transistor. La disposition de cette seconde connexion est mal définie et ne permet pas d'attribuer une valeur d'induction bien précise.

Pour obtenir un ordre de grandeur de cette self globale de connexion qui n'est pas mesurable, nous avons calculé les selfs équivalentes à une structure bifilaire constituée par les connexions les plus proches, et celle d'une structure coaxiale représentée par une connexion et le boîtier. Les résultats sont les suivants, dans le cas du boîtier considéré
ligne bifilaire : 4,8 nH
ligne coaxiale : 1,8 nH

Compte tenu de la connexion souple évaluée à 2nH (1nH/mm), et la connexion de l'appareil se mesure 1,5 nH, on trouve 8,3 nH. L'ordre de grandeur de 10 nH adopté au chapitre 2 n'est donc pas incompatible avec ce résultat. Il est difficile d'aller plus avant dans l'évaluation.

- On distingue les capacités réparties des électrodes par rapport à la masse que constitue le boîtier, et les capacités entre les électrodes elle-mêmes.

Compte tenu de la perle en steatite dont la constante diélectrique est évaluée à 5, nous trouvons pour résultats par le calcul
ligne bifilaire C = 0,189 pFd
ligne coaxiale décentrée C = 0,255 pFd

Mais pour des capacités de cet ordre de grandeur, les mesures sont possibles et effectuées au Q mètre, à 50 kHz, on obtient

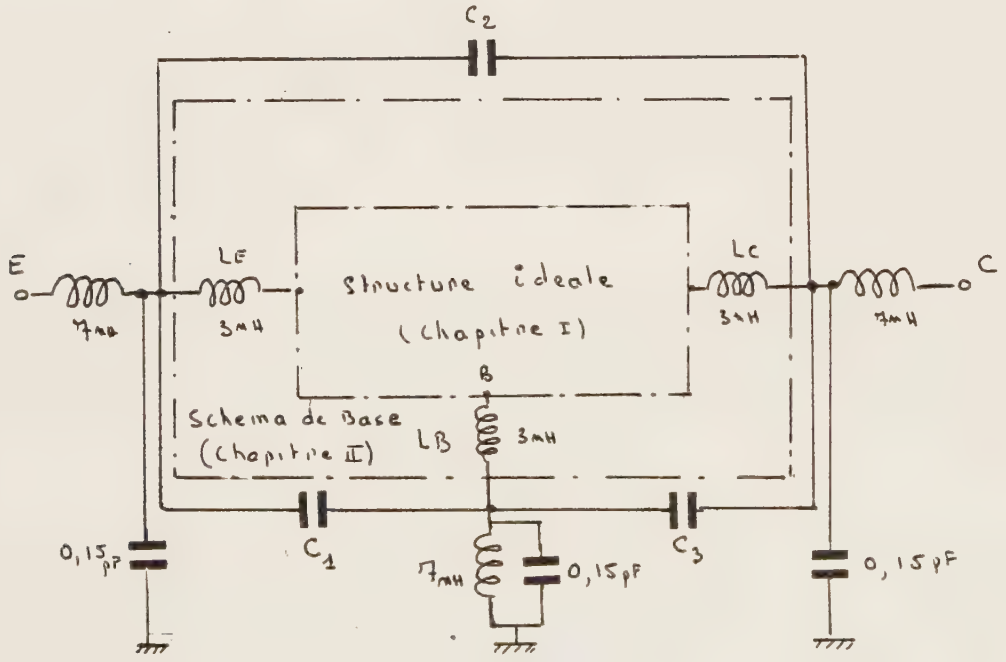
a) capacité électrode boîtier : 0,15 pFd
b) capacité interélectrode (les plus rapprochées) : 0,2 pFd
c) capacité interélectrode (les plus éloignées) ≃ 0,1 pFd

...

Ainsi donc dans le cas exceptionnel où l'on peut tenter de comparer la mesure et le calcul des éléments parasites, l'accord est assez satisfaisant.

3.1.2. Introduction des éléments parasites sur le schéma

- Il est évident que la structure d'accès au transistor est du type de ligne à couplages multiples. Le calcul de telles lignes nous conduit à un schéma inextricable. Nous pensons préférable de nous ramener à une structure à constantes localisées bien que cela ne soit pas exactement la réalité. La disposition sur le schéma des capacités parasites n'est justifiée que par une série d'expériences de détermination de schéma équivalent. Nous avons constaté que la structure la plus continue est obtenue en disposant les capacités parasites du côté accès fils souples immédiatement après l'inductance de connexion (points X,Y,Z). Les structures obtenues sont alors les suivantes :



	C_1	C_2	C_3
AF 125	0,2 pF	0,2pF	≃ 0,1 pF
BF 183	0,2 pF	≃0,1 pF	0,2 pF

FIG (2)

...

3.2. ELEMENTS CALCULABLES D'APRES LES RESULTATS DU CHAPITRE 1 (physique)

- Jusqu'à présent, aucune restriction n'a été apportée au calcul des paramètres constituant le schéma équivalent du transistor. Ce manque de limitation peut nous conduire à une structure interne très éloignée de la réalité physique, tout en conservant sa signification essentielle à savoir : interpréter correctement les mesures extérieures à l'aide d'un réseau électrique équivalent.

- Si pour les paramètres internes Y_{12} et Y_{21} dont le calcul a été fait au chapitre 1, nous ne pouvons donner de conditions restrictives en raison de la difficulté d'interprétation de l'effet EARLY, par contre pour Y_{11} et Y_{12}, nous pouvons tenter d'interpréter les résultats.

- En effet, Y_{11} et Y_{22} sont pour les fréquences basses la représentation de l'admittance d'une diode dans l'état bloqué ou passant. La théorie de la jonction Pn classique nous permet de définir ces deux schémas équivalents à l'aide de capacités et de résistances. On peut penser que l'analyse en fréquence de ces deux paramètres conservera la nature des éléments constitutifs. En explorant les formules (26) à (30) du chapitre 1 qui donnent Y_{11} et Y_{22}, on constate, en développant le calcul, qu'à toutes les fréquences les parties réelles et les parties imaginaires sont toujours positives.

- Au chapitre 1, nous avons adopté pour schéma de base de notre analyse le schéma en π. Ce schéma fait apparaître pour des dipôles Y_1 et Y_3 des différences de termes de la forme

$$\left.\begin{aligned} Y_1 &= Y_{11} + Y_{12} \\ Y_3 &= Y_{22} + Y_{12} \end{aligned}\right\} \quad Y_{12} = -Y_2$$

De même le générateur de courant est constitué par la différence de Y_{21} et Y_{12}. De telles différences laissent envisager la possibilité d'obtenir Y_1 et Y_3 ayant des parties réelles positives ou négatives suivant le cas. Il ne faudra donc pas s'étonner de rencontrer de tels termes qui ne mettent pas pour cela nos hypothèses en défaut.

3.3.- ETABLISSEMENT DU PROGRAMME DEFINITIF.

3.3.1.- Prise en compte des éléments parasites.

Nous disposons des paramètres yij mesurés, et nous désirons nous ramener à l'entrée du transistor (au niveau des selfs LF, LB, LC). Nous disposons, en effet, dans le chapitre 2, du programme de calcul du schéma équivalent au transistor contenu dans le quadripôle Q_1. Pour introduire les éléments parasites dûs au boitier, nous pouvons procéder de la façon suivante en partant du schéma complet de la figure 3 .

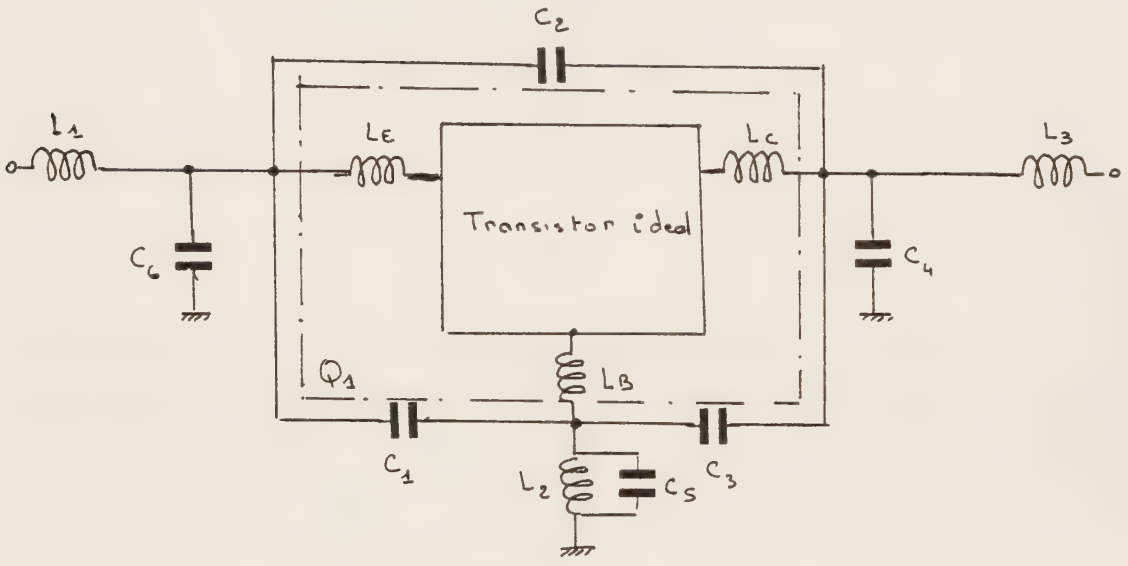


FIG (3)

Les éléments de Q_1 sont connus au chapitre 2 ; nous allons modifier peu à peu ce schéma pour faciliter l'établissement du programme. Nous commençons par définir un quadripôle Q_2, regroupant les capacités interélectrodes, en parallèle sur Q_1 (figure 4).

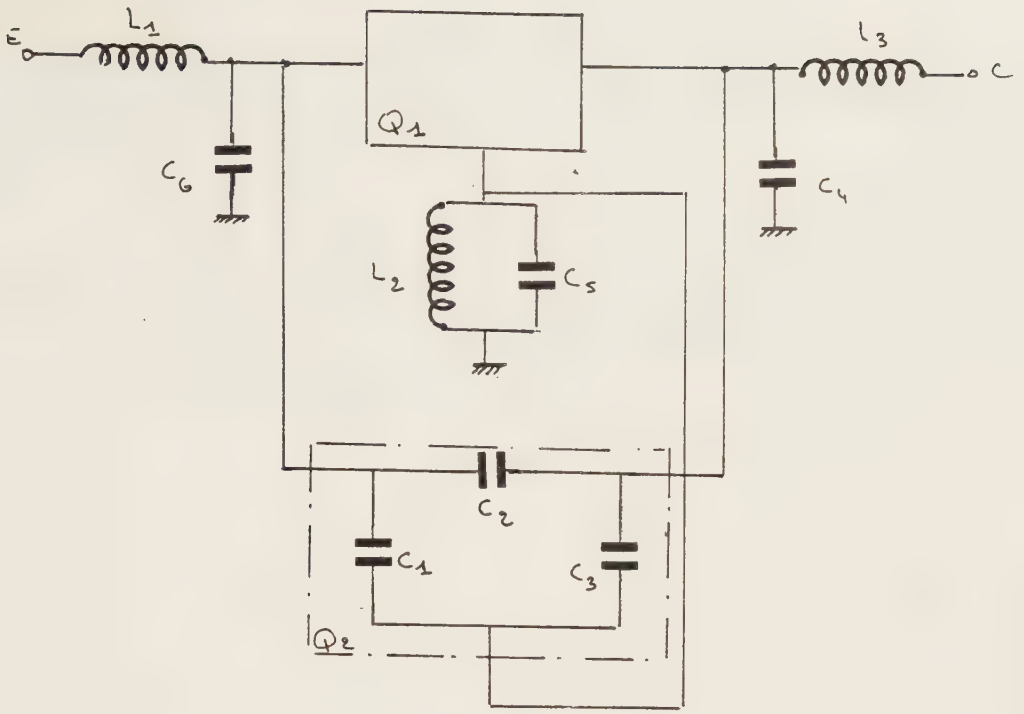


FIG (4)

Les quadripôles Q_1 et Q_2 étant montés en parallèle, on obtient la matrice (y) en faisant la somme. Puis, on décrit l'ensemble du montage par quatre quadripôles, le précédent ($Q_1 + Q_2$), en série avec un quadripôle correspondant à L_2C_S , l'ensemble étant en cascade sur les quadripôles équivalents aux éléments parasites d'entrée et de sortie.

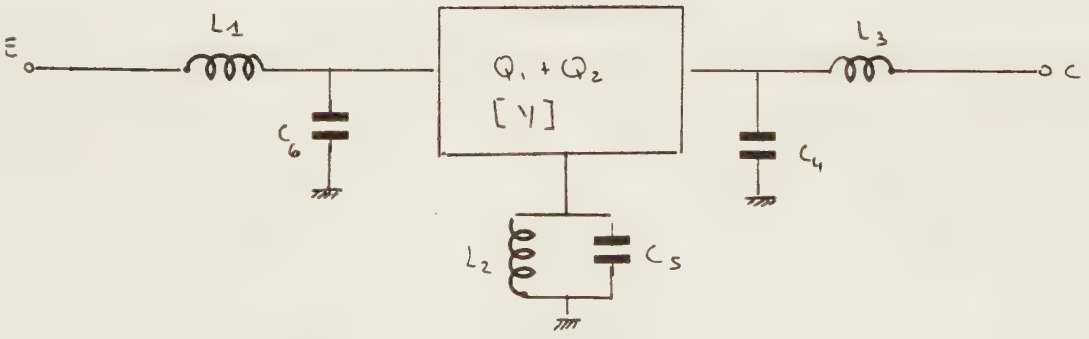


FIG (5)

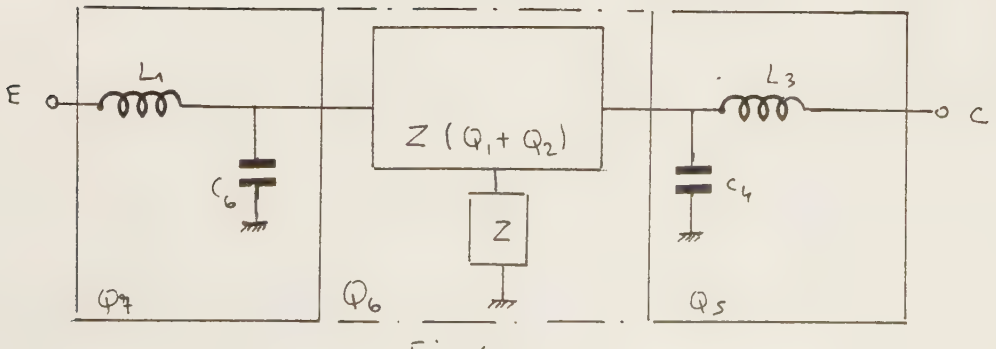


FIG (6)

Le calcul est donc basé sur des sous-programmes très classiques, qui aboutiront à définir le schéma global de la figure 5 bis du chapitre 2 par sa matrice chaine.

Nous injectons, dans le calcul, les paramètres mesurés (yij) et les valeurs des composants représentant les éléments parasites (L_1, L_2, L_3, C_6 , C_5 , C_4). Nous appelons T_5 , T_6 et T_7 les matrices de transfert des quadripôles Q_6 , Q_7 , Q_5

$$(T_7) = \begin{vmatrix} 1 - L_1 C_6 \omega^2 & j L_1 \omega \\ j C_6 \omega & 1 \end{vmatrix}$$

$$(T_6) = \begin{vmatrix} 1 & - j L_3 \omega \\ - j C_4 \omega & 1 - L_3 C_4 \omega^2 \end{vmatrix}$$

Si les expressions précédentes sont simples, celle de T_6 doit s'obtenir à la machine, à partir de la matrice impédance (Z) du Q_6 , qui est donnée par :

$$(Z)_{Q_6} = (Z)_{(Q_1+Q_2)} + \begin{vmatrix} Z & Z \\ Z & Z \end{vmatrix}$$

$$Z = \frac{L_2 / C_5}{1 - L_2 C_5 \omega^2}$$

Pour obtenir la matrice impédance $(Z)Q_6$ nous devons inverser la matrice admittance, somme de la matrice admittance de Q_1 et de la matrice admittance du quadripôle Q_2 , ce qui donne :

$$(Y) = (Y)_{Q_1} + \begin{vmatrix} j\omega(C_1+C_2) & -jC_2\omega \\ -jC_2\omega & j\omega(C_2+C_3) \end{vmatrix}$$

les éléments de la matrice impédance $(Y)Q_1$ de Q_1 sont liés au schéma équivalent par les relations du chapitre 2.

La matrice chaîne de l'ensemble du montage est alors obtenue par la multiplication

$$T_{ij} = (T_7) \times (T_6) \times (T_5)$$

Nous définissons les valeurs de (Tij) matrice de transfert du schéma global à partir des valeurs des paramètres admittance mesurées. (Tij) est donc connu. L'équation précédente, résolue, fournira (T_6). Puis, en prévoyant le passage de la matrice (T_6) à la matrice $(Z)Q_6$, la soustraction de Z, le passage à la matrice admittance et la soustraction de $(Y)Q_2$, on obtient les éléments de la matrice caractéristique du quadripôle Q_1 , à partir duquel la méthode du chapitre 2 va s'appliquer.

3.3.2.- Détail du programme :

Nous posons :

$$1 - L_1 C_6 \omega^2 = A$$

$$C = L_2 / C_5$$

$$\frac{C}{E} = H$$

$$E = L_2 \omega - 1/C_5 \omega$$

$$L_1 \omega = B_1$$

$$L_3 \omega = B_3$$

$$C_1 \omega = D_1$$

$$C_2 \omega = B_2$$

$$C_4 \omega = B_4$$

$$C_3 \omega = D_3$$

$$C_6 \omega = B_6$$

$$1 - L_3 C_4 \omega^2 = D$$

et nous pouvons relier les éléments de la matrice (T_6) aux éléments (Tij) par le tableau ci-dessous.

$$T_{11} = A\,T_1 + -j\,B_4 A\,T_2 + j\,B_1 T_3 + B_4 B_1 T_4$$

$$T_{12} = -j\,B_3 T_1 + A\,D\,T_2 + B_1 B_3 T_3 + j\,B_1 D\,T_4$$

$$T_{21} = j\,B_6 T_1 + B_6 B_4 T_2 + 1\,T_3 + -j\,B_4 T_4$$

$$T_{22} = B_3 B_6 T_1 + j\,D\,B_6 T_2 + -j\,B_3 T_3 + D\,T_4$$

avec :

$$[T_6] = \begin{bmatrix} T_1 & T_2 \\ T_3 & T_4 \end{bmatrix}$$

On peut maintenant tracer l'organigramme complet du calcul, résumant en un seul programme les étapes successives du chapitre 2 et du chapitre 3.

En prévision d'exploitation du programme, nous avons inclus un programme complémentaire donnant la conversion des paramètres émetteur commun en base commune (indice 1) où le traitement direct (indice 2), permettant ainsi une utilisation directe du programme, qui est basé sur la notation Base Commune.

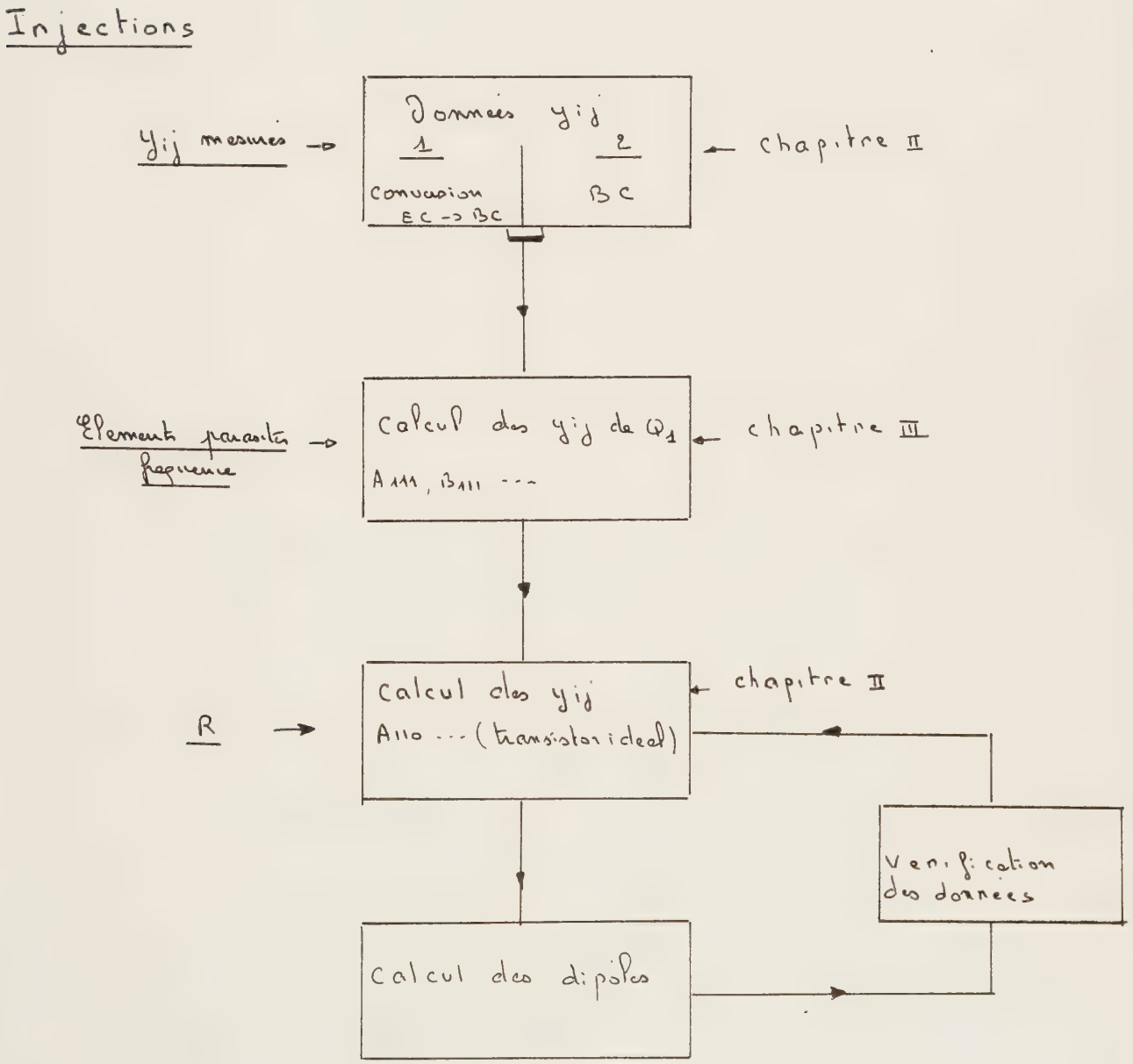


FIG (7)

Le programme détaillé, écrit en FORTRAN, est donné ci-après. Nous n'avons pas envisagé, devant la complexité de ce programme, d'y adjoindre des boucles de contrôle remontant deux données (yij)

La mise en mémoire de ce programme demande environ 30 minutes avec un lecteur de carte courant. Une fois mis en mémoire, il faut un temps de calcul de l'ordre de 30 minutes pour tester une centaine de valeurs de R ; on sait en effet que c'est la donnée-test, que l'on doit faire varier pour rechercher empiriquement celle qui convient le mieux.

PROGRAMME

```
*EXTENDED PRECISION
*IOCS(CARD,TYPEWRITER,DISK,1403 PRINTER)
      REAL I,J,K,L,M,N,IT11,IT12,IT21,IT22,IT1,IT2,IT3,IT4,L1,L2,L3,LE,L
     *B,LC
      READ(2,352)NO,NI,NF
  352 FORMAT(3I2)
      READ(2,351)L1,L2,L3,LE,LB,LC
  351 FORMAT(3E10.3,/,3E10.3)
      READ(2,350)C1,C2,C3,C4,C5,C6
  350 FORMAT(3E10.3,/,3E10.3)
      NK=1
   10 READ(2,2)INDIC
    2 FORMAT(I1)
      IF(INDIC-1)8,13,4
   13 READ(2,100)U1,V1,U2,V2,U3,V3,U4,V4
  100 FORMAT(8E10.3)
      READ(2,5)F
    5 FORMAT(E10.3)
      AY11=U1+U2+U3+U4
      BY11=V1+V2+V3+V4
      AY12=-U3-U2
      BY12=-V3-V2
      AY21=-U4-U2
      BY21=-V4-V2
      AY22=U2
      BY22=V2
      GOTO300
    4 READ(2,9)AY11,BY11,AY12,BY12,AY21,BY21,AY22,BY22
    9 FORMAT(8E10.3)
      READ(2,5)F
  300 W=2*3.14*F
      WRITE(5,365)AY11,BY11,AY12,BY12,AY21,BY21,AY22,BY22
  365 FORMAT(3X,'AY11',10X,'BY11',10X,'AY12',10X,'BY12',10X,'AY21',10X,'
     *BY21',10X,'AY22',10X,'BY22',/,3X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,
     *4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3)
      WRITE(5,366)
  366 FORMAT(//)
      A=1-L1*C6*W**2
      B1=L1*W
      B2=C2*W
      B3=L3*W
      B4=C4*W
      B6=C6*W
      D1=C1*W
      D3=C3*W
      D=1-L3*C4*W**2
      C=L2/C5
      E=L2*W-1/(C5*W)
      H=C/E
      I=AY21**2+BY21**2
      RT11=-((AY22*AY21+BY22*BY21)/I)
      IT11=-((BY22*AY21-AY22*BY21)/I)
      RT12=AY21/I
      IT12=-BY21/I
      J=AY11*AY22-BY11*BY22
```

```
K=AY22*BY11+BY22*AY11
RT21=AY12-(AY21*J+BY21*K)/I
IT21=BY12-(AY21*K-BY21*J)/I
RT22=(AY11*AY21+BY11*BY21)/I
IT22=(BY11*AY21-AY11*BY21)/I
TA1=A*D**2
TB1=A*D*B3*B4
TC1=B1*B3*B4*B6*D
TD1=B1*B6*D**2
TE1=A*B1*B3*B4**2
TF1=A*B1*B4*D
TG1=D*B1**2*B4*B3*B6
TH1=B1**2*B4*B6*D
TI1=B1**2*B3*B4**2*B6
TJ1=A*B4*D
TK1=B3*B4**2*A
TL1=B1*A*D**2
TM1=B1**2*B6*D**2
TN1=B1*B3*B4**2*B6
TO1=B1*B4*B6*D
TP1=B1*B3*B4*A*D
TA2=A*D
TB2=A*B3*B4
TC2=A*B1*B3*D

TD2=B1*B6*D
TE2=B1*B3*B4*B6
TG2=B1*B3**2*B4*A
TF2=B1**2*B3*B6*D
TH2=(B1*B3)**2*B4*B6
TI2=A*B1*B3*B4
TJ2=A*B1*D
TK2=A*B3*D
TM2=B1*B3*B6*D
TL2=A*B4*B3**2
TN2=B1*B3**2*B4*B6
TO2=B1**2*B6*D
TP2=B1**2*B3*B4*B6
TA3=(A*D)**2
TB3=A*B1*B6*D**2
TC3=B3*B4*A**2*D
TD3=A*B3*B4**2*B6
TE3=A*B1*B3*B4*B6*D
TG3=B1*B3*(B4*B6)**2
TH3=A**2*D*B4
TI3=A*B1*B4*B6*D
TK3=A*B4*B6*D
TF3=B1*B4*B6**2*D
TJ3=(A*B4)**2*B3
TL3=A*B6*D**2
TM3=A*D*B3*B4*B6
TN3=B1*(B6*D)**2
TO3=B1*B3*B4*B6**2*D
TP3=B1*B3*B4**2*B6*A
TA4=A**2*D
TB4=A*B1*B3*B4*B6
TC4=A**2*B3*B4
TD4=B1*B3*B4*B6**2
TE4=A*B1*B6*D
TF4=B3**2*B4*B6*A
TG4=A*B3*B6*D
```

```
      TH4=B1*B3*B6**2*D
      TI4=B1*B4*(B3*B6)**2
      TJ4=A**2*D*B3
      TK4=A*B1*B3*B6*D
      TL4=A*B3*B4*B6
      TM4=A*D*B6
      TN4=B4*(A*B3)**2
      TO4=A*B1*B4*B6*B3**2
      TP4=B1*D*B6**2
      DEL=TA3+2*TC3+4*TE3+TB3+B3*(TJ3+2*TP3)+TB3+B1*TN3+2*B6*TG1+B4*B6*T
     *H2
      L=TA1+TB1+TC1+TD1
      M=TE1+TF1+TH1+TI1
      N=TJ1+TK1+TN1+TO1
      O=TL1+TM1+TP1+TG1
      P=TA2+TB2+TD2+TE2
      Q=TC2+TF2+TG2+TH2
      R=TL2+TK2+TM2+TN2
      S=TI2+TJ2+TO2+TP2
      T=TA3+TB3+TC3+TE3
      U=TD3+TF3+TG3+TK3
      V=TH3+1*TI3+TJ3+TP3
      G=TL3+TM3+TN3+TO3
      X=TF4+TG4+TH4+TI4

      Y=TA4+TC4+TB4+TE4
      Z=TJ4+TK4+TN4+TO4
      B=TL4+TM4+TP4+TD4
      RT1=RT11*L+RT22*M-IT12*N+IT21*O
      IT1=IT11*L+IT22*M+RT12*N-RT21*O
      RT2=RT12*P+RT21*Q-IT11*R+IT22*S
      IT2=IT12*P+IT21*Q+RT11*R-RT22*S
      RT3=RT21*T+RT12*U-IT22*V+IT11*G
      IT3=IT21*T+IT12*U+RT22*V-RT11*G
      RT4=RT11*X+RT22*Y-IT21*Z+IT12*B
      IT4=IT11*X+IT22*Y+RT21*Z-RT12*B
      DEN=RT3**2+IT3**2
      AZ1=(RT1*RT3+IT1*IT3)/DEN
      BZ1=(IT1*RT3-RT1*IT3)/DEN+H
      AZ3=(DEL*RT3)/DEN
      BZ3=-(DEL*IT3)/DEN+H
      AZ4=-(RT4*RT3+IT4*IT3)/DEN
      BZ4=-(RT3*IT4-RT4*IT3)/DEN+H
      X1=RT1*RT4-IT1*IT4
       X2=IT1*RT4+IT4*RT1
      AZ2=RT2/DEL-(RT3*X1+IT3*X2)/(DEL*DEN)
      BZ2=IT2/DEL-(RT3*X2-IT3*X1)/(DEL*DEN)+H
      AZ=AZ1*AZ4-BZ1*BZ4-AZ2*AZ3+BZ2*BZ3
      BZ=BZ1*AZ4+AZ1*BZ4-AZ2*BZ3-BZ2*AZ3
      X3=AZ**2+BZ**2
      A111=(AZ4*AZ+BZ4*BZ)/X3
      B111=(BZ4*AZ-AZ4*BZ)/X3-(D1+B2)
      A121=-(AZ2*AZ+BZ2*BZ)/X3
      B121=-(BZ2*AZ-AZ2*BZ)/X3+B2
      A211=-(AZ3*AZ+BZ3*BZ)/X3
      B211=-(BZ3*AZ-AZ3*BZ)/X3+B2
      A221=(AZ1*AZ+BZ1*BZ)/X3
      B221=(BZ1*AZ-AZ1*BZ)/X3-(B2+D3)
      CALL DESRO(A111,B111,A121,B121,A211,B211,A221,B221,F,LE,LB,LC,NO,N
     *I)
      NK=NK+1
      IF(NK-NF)7,7,8
    7 GOTO10
    8 CONTINUE
      STOP
      END
```

```
*EXTENDED PRECISION
      SUBROUTINE DESRO(A111,B111,A121,B121,A211,B211,A221,B221,F,LE,LB,L
     *C,NO,NI)
      REAL LE,LB,LC,I,J,K,L,M,N
      WRITE(5,6)F
    6 FORMAT(10X,'F',E10.3)
      WRITE(5,36)A111,B111,A121,B121,A211,B211,A221,B221
   36 FORMAT(1X,'A111',10X,'B111',10X,'A121',10X,'B121',10X,'A211',10X,'
     *B211',10X,'A221',10X,'B221',/,1X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,
     *4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3)
      WO=6.28*F
      RDYE=A111*A221-B111*B221-A121*A211+B121*B211
      CDYE=B111*A221+B221*A111-A121*B211-B121*A211
      SI=1
      RIJE=A221
      BIJE=B221
      RZEX=SI*(RIJE*RDYE+BIJE*CDYE)/((RDYE**2+CDYE**2))
      CZEX=SI*(BIJE*RDYE-RIJE*CDYE)/((RDYE**2+CDYE**2))
      RZ11E=RZEX
      CZ11E=CZEX
      SI=-1
      RIJE=A121
      BIJE=B121
      RZEX=SI*(RIJE*RDYE+BIJE*CDYE)/((RDYE**2+CDYE**2))
      CZEX=SI*(BIJE*RDYE-RIJE*CDYE)/((RDYE**2+CDYE**2))
      RZ12E=RZEX
      CZ12E=CZEX
      SI=-1
      RIJE=A211
      BIJE=B211
      RZEX=SI*(RIJE*RDYE+BIJE*CDYE)/((RDYE**2+CDYE**2))
      CZEX=SI*(BIJE*RDYE-RIJE*CDYE)/((RDYE**2+CDYE**2))
      RZ21E=RZEX
      CZ21E=CZEX
      SI=1
      RIJE=A111
      BIJE=B111
      RZEX=SI*(RIJE*RDYE+BIJE*CDYE)/((RDYE**2+CDYE**2))
      CZEX=SI*(BIJE*RDYE-RIJE*CDYE)/((RDYE**2+CDYE**2))
      RZ22E=RZEX
      CZ22E=CZEX
      RZ11I=RZ11E
      CZ11I=CZ11E-(LE+LB)*WO
      RZ12I=RZ12E
      CZ12I=CZ12E-LB*WO
      RZ21I=RZ21E
      CZ21I=CZ21E-LB*WO
      RZ22I=RZ22E
      CZ22I=CZ22E-(LB+LC)*WO
      RDZI=RZ11I*RZ22I-CZ11I*CZ22I-RZ12I*RZ21I+CZ12I*CZ21I
      CDZI=CZ11I*RZ22I+CZ22I*RZ11I-RZ12I*CZ21I-CZ12I*RZ21I
      SI=1
      RZKLI=RZ22I
      CZKLI=CZ22I
      AIJM=(RZKLI*RDZI+CZKLI*CDZI)/(RDZI**2+CDZI**2)*SI
      BIJM=(CZKLI*RDZI-RZKLI*CDZI)/(RDZI**2+CDZI**2)*SI
      A110=AIJM
      B110=BIJM
      SI=-1
      RZKLI=RZ12I
```

```
      CZKLI=CZ12I
      AIJM=(RZKLI*RDZI+CZKLI*CDZI)/(RDZI**2+CDZI**2)*SI
      BIJM=(CZKLI*RDZI-RZKLI*CDZI)/(RDZI**2+CDZI**2)*SI
      A120=AIJM
      B120=BIJM
      SI=-1
      RZKLI=RZ21I
      CZKLI=CZ21I
      AIJM=(RZKLI*RDZI+CZKLI*CDZI)/(RDZI**2+CDZI**2)*SI
      BIJM=(CZKLI*RDZI-RZKLI*CDZI)/(RDZI**2+CDZI**2)*SI
      A210=AIJM
      B210=BIJM
      SI=1
      RZKLI=RZ11I
      CZKLI=CZ11I
      AIJM=(RZKLI*RDZI+CZKLI*CDZI)/(RDZI**2+CDZI**2)*SI
      BIJM=(CZKLI*RDZI-RZKLI*CDZI)/(RDZI**2+CDZI**2)*SI
      A220=AIJM
      B220=BIJM
      WRITE(5,11)A110,B110,A120,B120,A210,B210,A220,B220
   11 FORMAT(1X,'A110',10X,'B110',10X,'A120',10X,'B120',10X,'A210',10X,'
     *B210',10X,'A220',10X,'B220',/,1X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,
     *4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3)
      R=NI
    9 A11=A110
      B11=-B110
      A12=-A120
      B12=-B120
      A21=-A210
      B21=B210
      A22=A220
      B22=B220
      C=A21-A12
      D=B21+B12
      E=1+R*(A21-A12)
      F=E*D-C*R*D
      G=E*C+R*D**2
      H=E**2+(D*R)**2
      I=A11-A22
      J=B11+B22
      K=1+R*(A11-A22)
      M=(1-R*I)*H+I*G*R**2-J*F*R**2
      N=K*H-I*G*R**2+J*F*R**2
      O=J*R*H-I*F*R**2-J*G*R**2
      P=I*F*R**2-J*R*H+J*G*R**2
      L=K*H*N-(M-(1-R*I)*H)*N-O*P
      Q=J*H-R*F*I-J*R*G
      R1=R*I*G-J*R*F-I*H
      S=(M*N+O*P)/L
      T=(N*P+M*P)/L
      U=(R1*N+Q*P)/L
      V=1+M/N+O*T/N
      W=Q/N+O*U/N
      C1=A11-A12
      D1=B11+B12
      E1=1-R*(A11-A12)
      Y1=S-(R*G/H+R*F*O/(H*N))*(1+S)
      Y2=(1+S)*(R*F/H+(1-R*G/H)*O/N)
      Y3=T*(1-G*R/H)-R*F*V/H
      Y4=M/N+T*(O/N+R*F/H)-R*G*V/H
```

```
 Z1=U*(1-G*R/H)-G/H-R*F*W/H
 Z2=U*(O/N+R*F/H)+Q/N+F/H-R*G*W/H
 A10=C1/E1-R*D1**2/E1**2+Z1*(C1*R*E1-(R*D1)**2)/E1**2+Z2*(R*D1*E1+D
*1*C1*R**2)/E1**2
 A100=1+R*D1*Y3/E1-R*C1*Y4/E1
 B10=Y3*(C1*R*E1-(R*D1)**2)/E1**2+Y4*(R*D1*E1+D1*C1*R**2)/E1**2
 B100=R*C1*Z2/E1-R*D1*Z1/E1-D1/E1
 C10=(E1**2+(R*D1)**2-(C1*R*E1-(R*D1)**2)*Y1-(R*D1*E1+D1*C1*R**2)*Y
*2)/E1**2
 C100=(E1+R*D1*Y3-R*C1*Y4)/E1
 D10=((C1*R*E1-(R*D1)**2)*Y3+(R*D1*E1+D1*C1*R**2)*Y4)/E1**2
 D100=(R*C1*Y2-R*D1*(1+Y1))/E1
 A1=(A10*A100+B10*B100)/(C10*C100-D10*D100)
 B1=A1*D100/C100+B100/C100
 A3=A1*S+B1*T+U
 B3=A1*(O*(1+S)/N)+B1*(M/N+O*T/N)+Q/N+O*U/N
 X1=A1*(1+S)*(R*G/H+R*F*O/(H*N))+B1*(G*R*T+R*F*V)/H+(G+G*R*U+R*F*W)
*/H
 X2=A1*(1+S)*(R*F/H-R*G*O/(H*N))-B1*(G*R*V-R*F*T)/H+(F+R*F*U-R*G*W)
*/H
 A20=-(1+R*A21)*X1+B21*R*X2-R*(A1*A3-B1*B3)+A21*(1+R*(A1+A3))+B21*R
**(B1+B3)
 A200=-B21*R*X1-X2*(A21*R+1)-A21*R*(B1+B3)+B21*(1+R*(A1+A3))+R*(A1*
*B3+A3*B1)
 B20=(1+R*(A1+A3-X1))**2+(R*X2+R*(B1+B3))**2
 A2=(A20*(1+R*(A1+A3-X1))-A200*R*(X2+B1+B3))/B20
 B2=(A200+A2*R*(X2+B1+B3))/(1+R*(A1+A3-X1))
 U11=A11/(A11**2+B11**2)
 V11=B11/(A11**2+B11**2)
 G1=U11*(A2*B1-A1*B2+A2*B3-A3*B2+A1*B3+A3*B1+B2*X1+A2*X2)
 G2=V11*(A1*A2+B1*B2+A2*A3+B2*B3+A1*A3-B1*B3-A2*X1+B2*X2)
 RO=(U11*(B1-B2)+V11*(A1+A2))/(B1+B3+X2-G1-G2)
 AY1=A1
 BY1=B1
 AY2=A2
 BY2=-B2
 AY3=A3
 BY3=B3
 AGM=X1
 BGM=-X2
 P1=A1+A3-X1
 P2=B1+B3+X2
 Q1=A1*A2+B1*B2+A2*A3+B2*B3+A1*A3-B1*B3-A2*X1+B2*X2
 Q2=A2*B1-A1*B2+A2*B3-A3*B2+A1*B3+A3*B1+B2*X1+A2*X2
 R2=(1+R*P1)**2+(R*P2)**2
 A110=((A1+A2+R*Q1)*(1+R*P1)+R*P2*(B1-B2+R*Q2))/R2
 B110=((B1-B2+R*Q2)*(1+R*P1)-R*P2*(A1+A2+R*Q1))/R2
 A120=(-(A2+R*Q1)*(1+R*P1)+R*P2*(B2-R*Q2))/R2
 B120=((A2+R*Q1)*R*P2+(B2-R*Q2)*(1+R*P1))/R2
 A210=(-(A2+X1+R*Q1)*(1+R*P1)+(B2+X2-R*Q2)*R*P2)/R2
 B210=((B2+X2-R*Q2)*(1+R*P1)+R*P2*(A2+X1+R*Q1))/R2
 A220=((A2+A3+R*Q1)*(1+R*P1)+R*P2*(B3-B2+R*Q2))/R2
 B220=((B3-B2+R*Q2)*(1+R*P1)-(A2+A3+R*Q1)*R*P2)/R2
 RY11=A1+A2
 CY11=B1-B2
 RY12=-A2
 CY12=B2
 RY21=-(A2+X1)
 CY21=B2+X2
 RY22=A2+A3
```

```
      CY22=(B3-B2)
      RP11=1/RY11
      RP22=1/RY22
      CP22=(B3-B2)/W0
      IF(RP22-0)30,30,33
   33 IF(CP22-0)30,30,34
   34 IF(RP11-0)30,30,35
   35 IF(CY11-0)30,30,200
  200 CONTINUE
      WRITE(5,11)A110,B110,A120,B120,A210,B210,A220,B220
      WRITE(5,16)
   16 FORMAT(//)
      WRITE(5,5)AY1,BY1,AY2,BY2,AY3,BY3,AGM,BGM,RO
    5 FORMAT('AY1',10X,'BY1',10X,'AY2',10X,'BY2',10X,'AY3',10X,'BY3',10X
     *,'AGM',10X,'BGM',10X,'RO',/,E10.3,3X,E10.3,3X,E10.3,3X,E10.3,3X,E1
     *0.3,3X,E10.3,3X,E10.3,3X,E10.3,3X,E10.3)
      WRITE(5,14)
   14 FORMAT(//)
      WRITE(5,17)RY11,CY11,RY12,CY12,RY21,CY21,RY22,CY22
   17 FORMAT(1X,'RY11',10X,'CY11',10X,'RY12',10X,'CY12',10X,'RY21',10X,'
     *CY21',10X,'RY22',10X,'CY22',/,1X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,
     *4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3)
      WRITE(5,18)
   18 FORMAT(//)
      RP11=1/RY11
      RP12=1/RY12
      RP21=1/RY21
      RP22=1/RY22
      IF(CY11)37,38,38
   38 EP11=CY11/W0
      GOTO40
   37 EP11=1/(CY11*W0)
      GOTO40
   40 IF(CY12)41,42,42
   42 EP12=CY12/W0
      GO TO 43
   41 EP12=1/(CY12*W0)
      GO TO 43
   43 IF(CY21)44,45,45
   45 EP21=CY21/W0
      GO TO 46
   44 EP21=1/(CY21*W0)
      GO TO 46
   46 IF(CY22)47,48,48
   48 EP22=CY22/W0
      GO TO 49
   47 EP22=1/(CY22*W0)
      GO TO 49
   49 IF(BY1)50,51,51
   51 EY1=BY1/W0
      GO TO52
   50 EY1=1/(BY1*W0)
      GOTO52
   52 IF(BY2)53,54,54
   54 EY2=BY2/W0
      GOTO55
   53 EY2=1/(BY2*W0)
      GOTO55
   55 IF(BY3)56,57,57
   57 EY3=BY3/W0
```

```
      GOTO58
   56 EY3=1/(BY3*W0)
      GOTO58
   58 IF(BGM)59,60,60
   60 EGM=BGM/W0
      GOTO61
   59 EGM=1/(BGM*W0)
      GOTO61
   61 CONTINUE
      RY1=1/AY1
      RY2=1/AY2
      RY3=1/AY3
      RGM=1/AGM
      WRITE(5,62)RP11,EP11,RP12,EP12,RP21,EP21,EP22,RP22
   62 FORMAT(1X,'RP11',10X,'EP11',10X,'RP12',10X,'EP12',10X,'RP21',10X,
     *'EP21',10X,'RP22',10X,'EP22',/,1X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3
     *,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3)
      WRITE(5,20)
   20 FORMAT(//)
      WRITE(5,63)RY1,EY1,RY2,EY2,RY3,EY3,RGM,EGM
   63 FORMAT(1X,'RY1',11X,'EY1',11X,'RY2',11X,'EY2',11X,'RY3',11X,'EY3',
     *11X,'RGM',11X,'EGM',/,1X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3
     *,4X,E10.3,4X,E10.3,4X,E10.3)
      WRITE(5,21)
   21 FORMAT(//)
   30 R=R+2
      IF(R-NO)7,7,8
    7 GOTO9
    8 CONTINUE
      RETURN
      END
```

3.4.- RESULTATS DE L'EXPLOITATION DU PROGRAMME DEFINITIF.

3.4.1.- Transistor AF 125

On retrouve les dipôles Y1, Y2,Y3 et le générateur de courant avec des variations très voisines de celles obtenues au chapitre 2.

Nous pouvons en conclure que le fait de placer des capacités et des selfs parasites ne modifie pas la structure interne du modèle décrivant le fonctionnement de ce transistor. On peut, alors, pour ce transistor, se contenter en première approximation des résultats du chapitre 2, l'action des capacités restant faible sur les paramètres de ce modèle qui fonctionne à des fréquences relativement basses. De même qu'au chapitre 2, la figure 8 indique les plages de RBB' à considérer pour garder une structure unique.

3.4.2.- Transistor BF 183

Pour ce transistor, il y a une modification de l'évolution des dipôles constituant le schéma représentatif du modèle. Les courbes I à L traduisent ces évolutions d'où nous pouvons conclure aux résultats suivant :

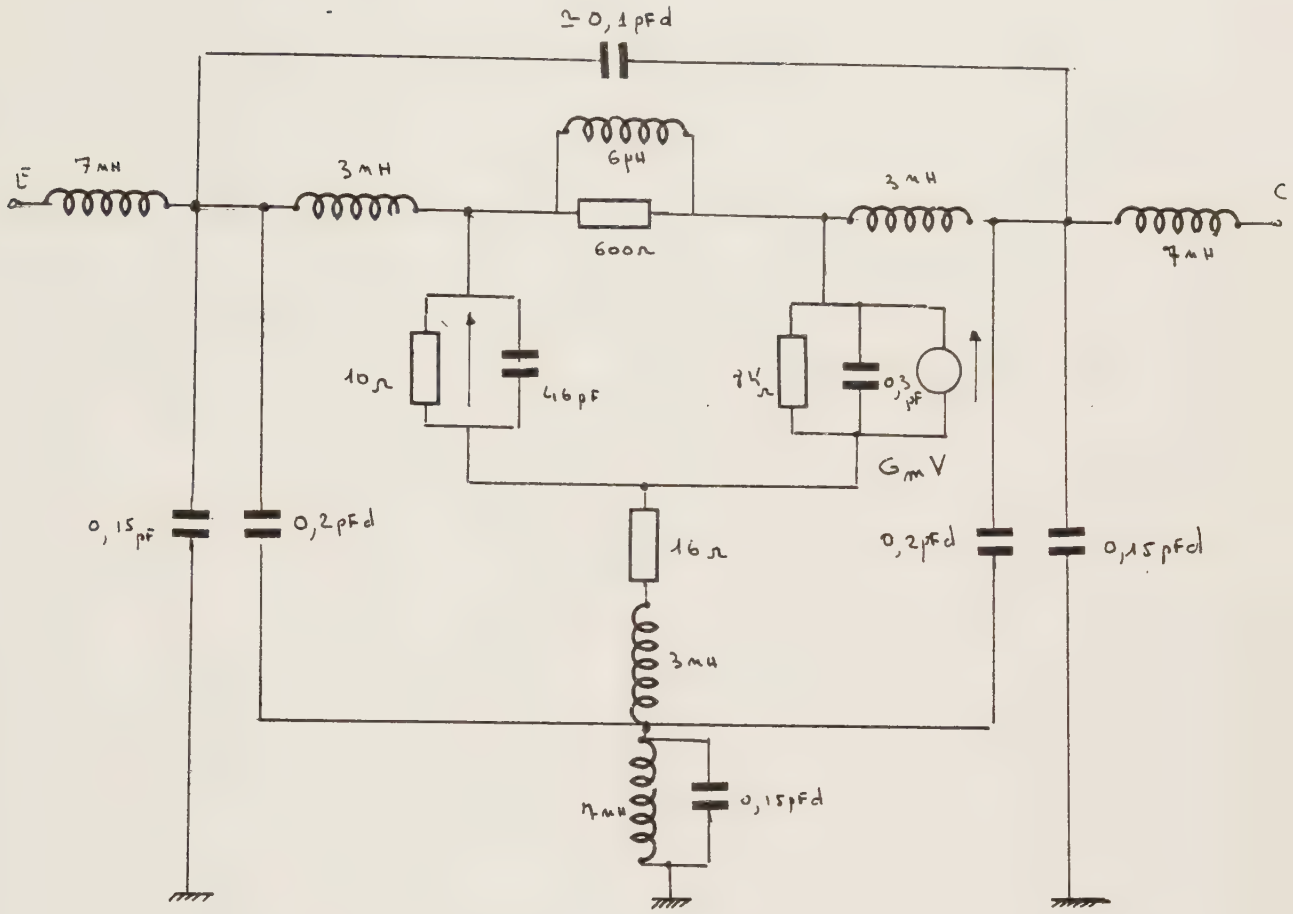
y1	pas de changement
y2	régularisation de L2
y3	nette régularisation de Ry3
Gm	évolution de la phase moins brutale

On constate ainsi que la montée en fréquence provoque une régularisation très nette des paramètres constitutifs de chaque dipôle. Par contre, vers les fréquences plus basses de la gamme, nous gardons la même allure de variation qu'au chapitre 2.

L'introduction des capacités parasites nous permet ainsi de tenir compte dans son ensemble de l'influence "technologique" du boitier dans lequel le transistor est monté. En revanche, nous avons compliqué notre schéma qui échappe maintenant à l'estimation rapide telle que nous l'avions conçue au chapitre 2.

La figure (9) indique la loi de variation de RBB' nécessaire à l'obtention d'une structure unique.

Schema à 400 MHz du BF 183



$$G_m = 7{,}1\,10^{-2} + j\,3{,}8\,10^{-2} \quad (\mho)$$

Justification des valeurs adoptées pour RBB'

Les courbes RBB' = f(F) montrent qu'une zone à RBB'=cte peut être définie pour chacun des deux transistors examinés. Il reste à définir la valeur de cette résistance. Pour avoir un ordre de grandeur, nous adopterons la méthode préconisée par ARCINSESKY [6] et une fréquence de 10 KHz. Nous trouvons pour résultat :

a) pour l'AF 125 : 56 ohms
b) pour le BF 183 : 15 ohms

Ces valeurs sont en bonne concordance avec celles adoptées pour le tracé des évolutions de nos dipôles en fonction de la fréquence.

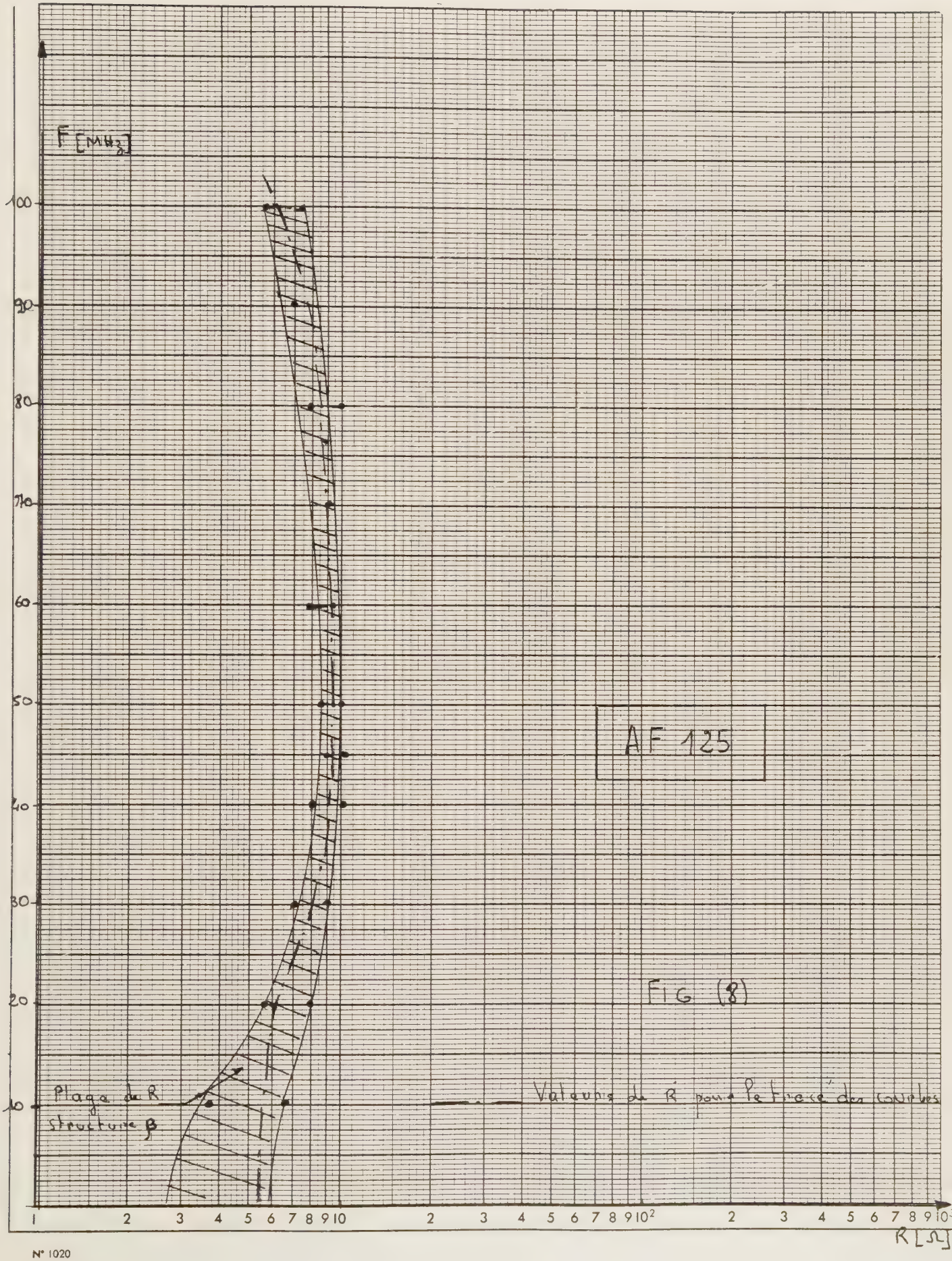

F [MHz]
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
AF 125
Plage de R
structure β
Valeurs de R pour le tracé des courbes
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 2 3 4 5 6 7 8 9 10² 2 3 4 5 6 7 8 9 10³
R [Ω]

FIG (8)

N° 1020

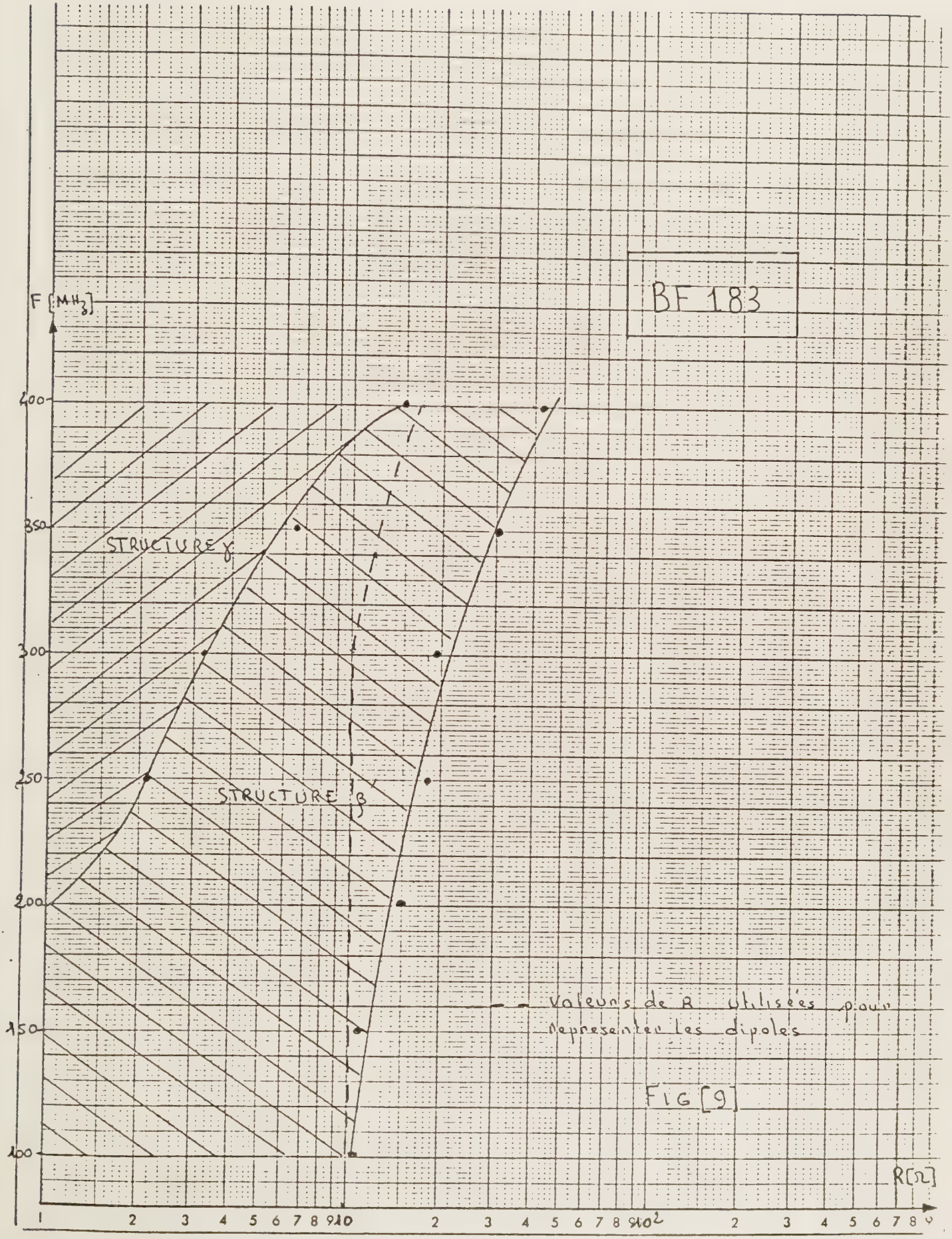
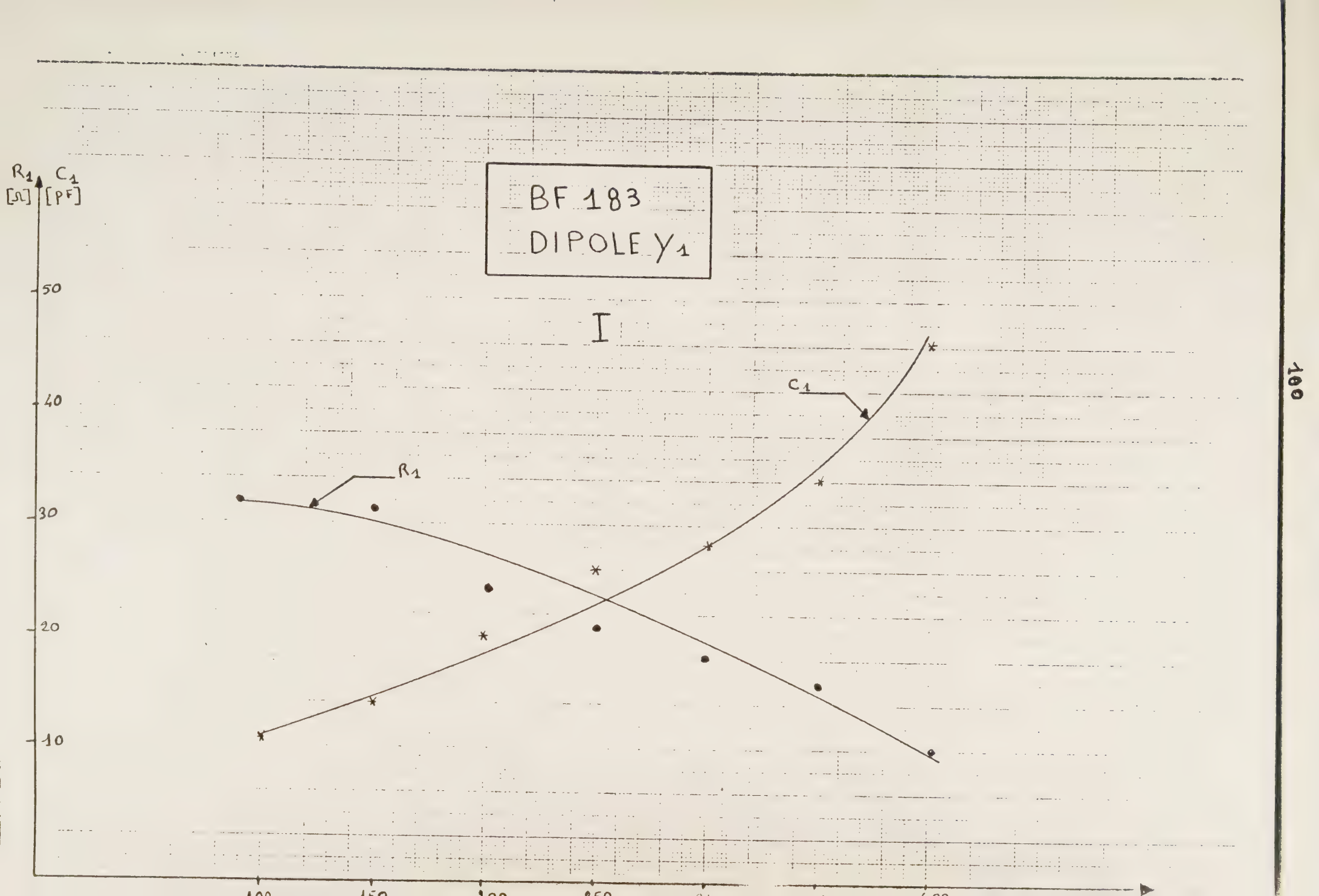
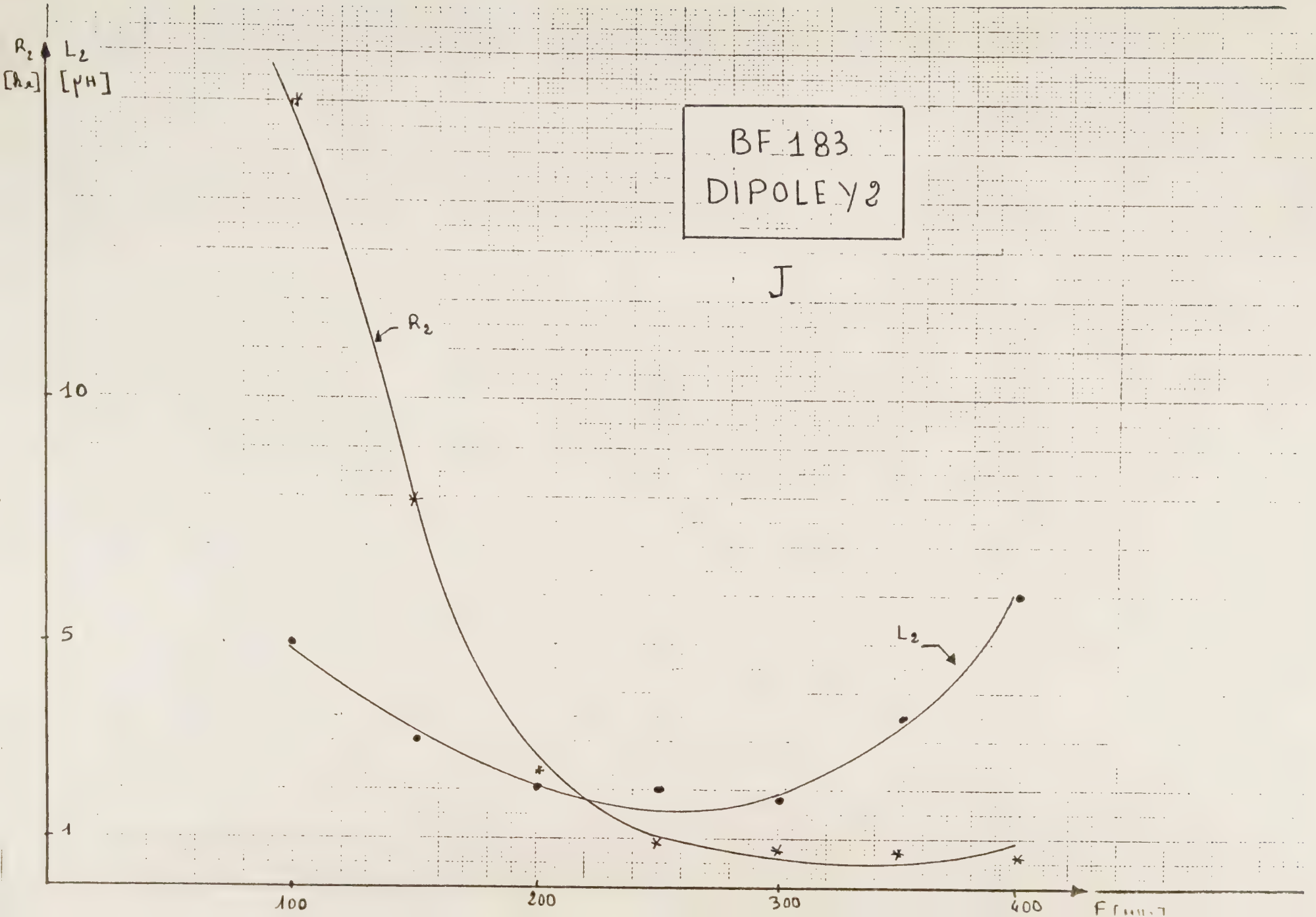
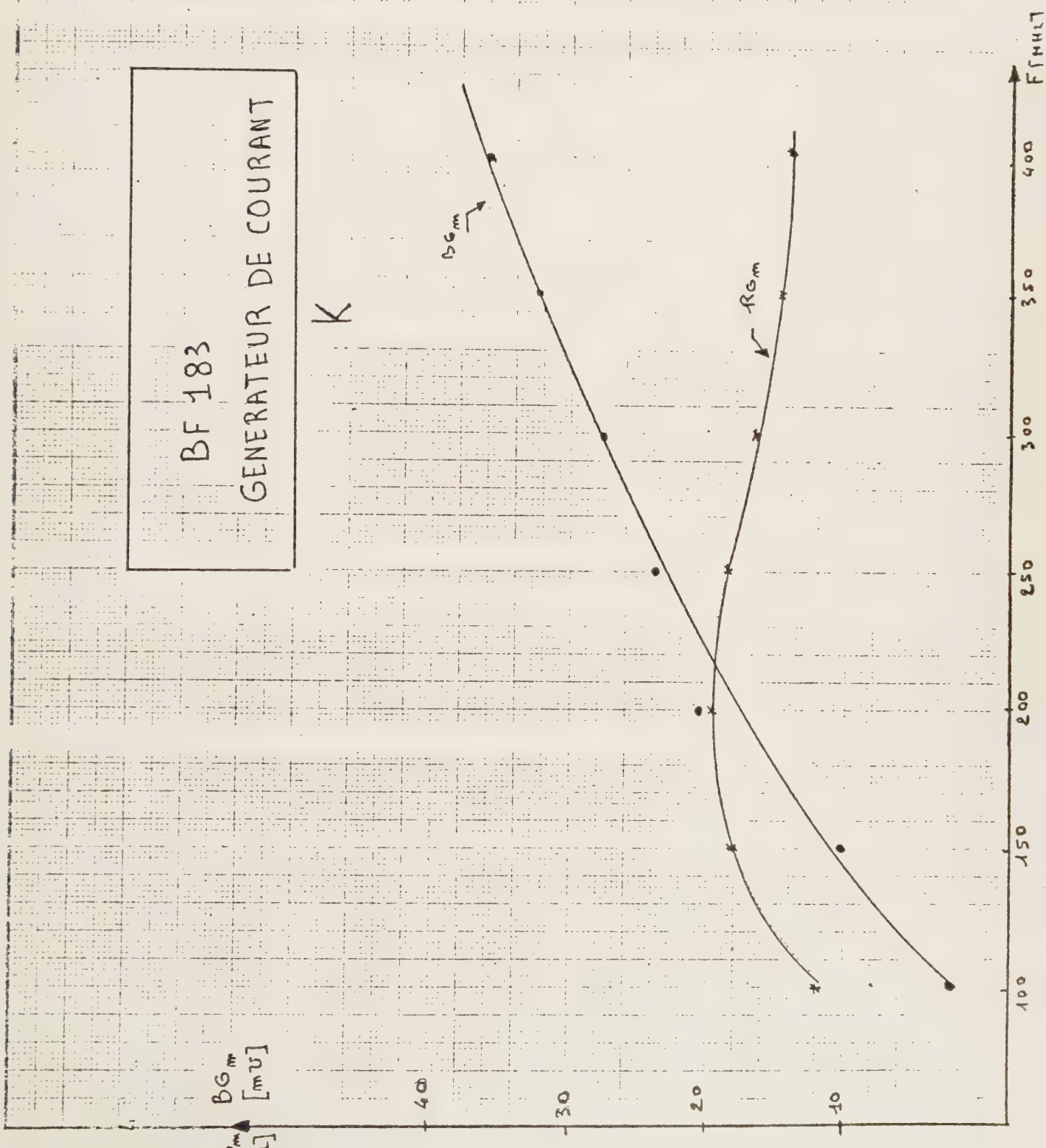

BF 183
F [MHz]
400
350
300
250
200
150
100
STRUCTURE γ
STRUCTURE β
Valeurs de R utilisées pour représenter les dipoles
R[Ω]
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
10²

FIG [9]

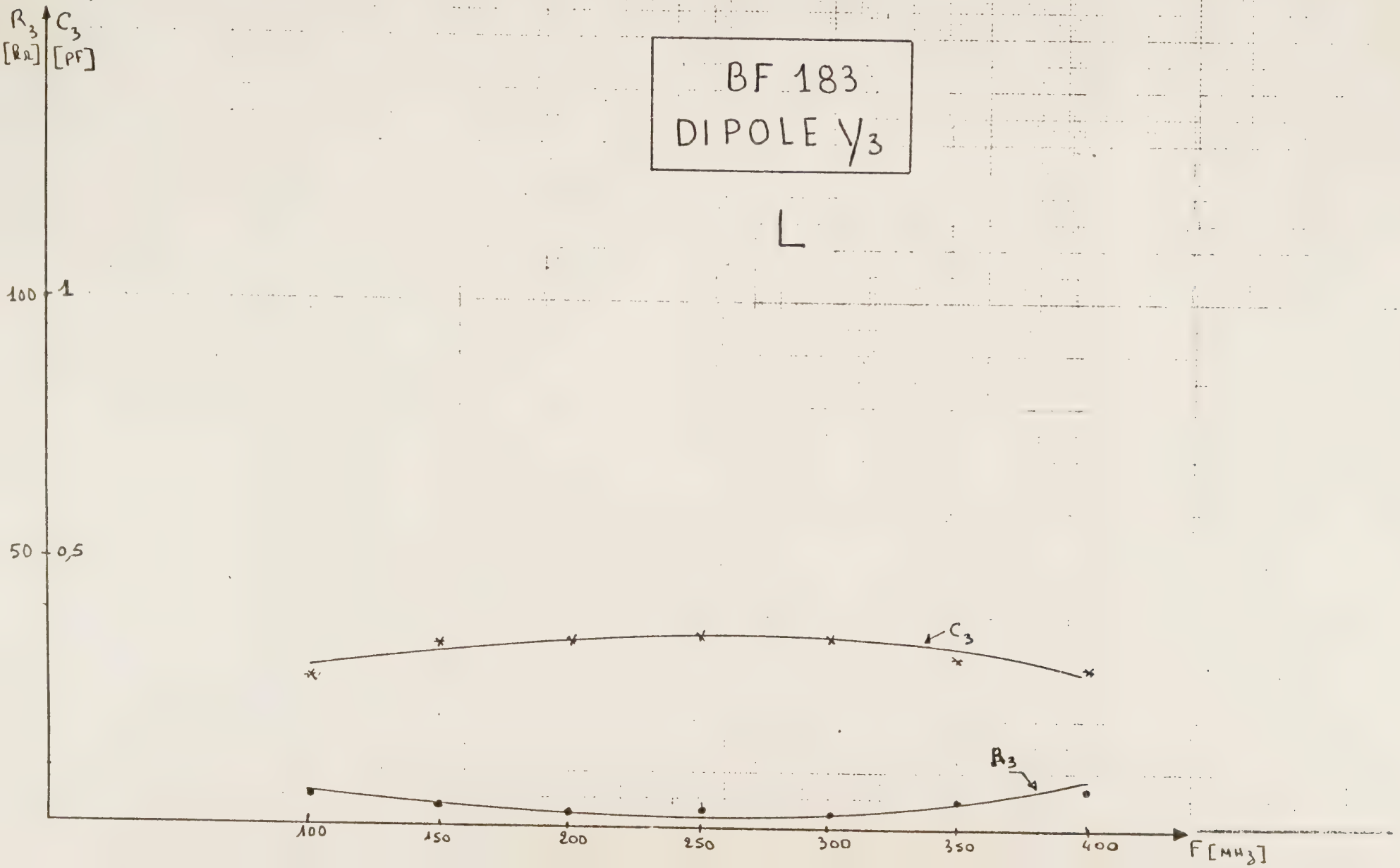

BF 183
DIPOLE Y_1
I
R_1 [Ω]
C_1 [pF]
50
40
30
20
10
C_1
R_1


R2 [Ω]
L2 [μH]
BF 183
DIPOLE Y2
J
R2
L2
10
5
1
100
200
300
400
F [MHz]


BF 183
GENERATEUR DE COURANT
K
B_{G_m}
R_{G_m}
B_{G_m} [mU]
R_{G_m} [Ω]
40
30
20
10
100
150
200
250
300
350
400
F [MHz]

BF 183
DIPOLE V_3

L



CHAPITRE 4

APPLICATIONS DU MODELE

4.1. - ETUDE ELEMENTAIRE DE L'IMPEDANCE D'UN TRANSISTOR

Nous disposons maintenant d'un modèle représentant le transistor en petits signaux et en régime sinusoidal ; nous pouvons dès lors l'insérer dans un réseau électrique. Nous nous proposons de traiter un exemple d'application, en étudiant l'importance que peut jouer en électronique l'impédance d'entrée d'un montage base commune. Nous commencerons par l'étude élémentaire.

Etudions donc la nature de l'impédance d'entrée du montage base commune à l'aide du schéma que nous avons qualifié d'usuel au chapitre 1.

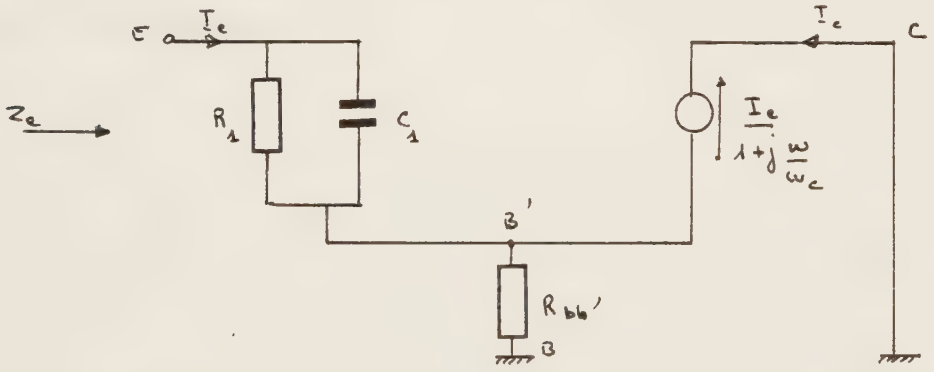


Fig (1)

et nous calculons l'impédance d'entrée, lorsque la sortie est en court-circuit. Le calcul est simple et conduit en analysant la figure (1) à :

$$Z_e = R_e + j X_e$$

$$R_e = \frac{R_1}{(R_1 C_1 \omega)^2 + 1} + \frac{R_{bb'}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2$$

(1)

$$X_e = \frac{R_{bb'}}{\omega_c \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)} \times \omega - \frac{R_1^2 C_1 \omega}{R_1^2 C_1^2 \omega^2 + 1}$$

Formules simplifiées

$$R_e \simeq R_1$$

$$X_e \simeq \frac{\omega}{\omega_c} (R_{bb'} - R_1)$$

Nous voyons que l'impédance d'entrée à partie réelle positive peut être selfique ou capacitive. Nous devons tenir compte du fait que $R_1 C_1 \omega_c = 1$ et, dans le cas des fréquences telles que $\omega << \omega_c$, nous avons les formules simplifiées, écrites ci dessus

Examinons l'influence d'une impédance Z de la forme $R + jL\omega$ placée dans la base, la sortie étant toujours court-circuitée. Le schéma est alors le suivant :

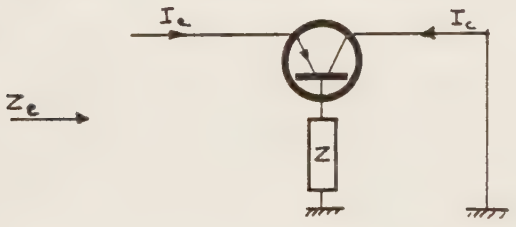


Fig (2)

Dans le calcul précédent, nous devons remplacer

$$R_{bb'} \text{ par } R_{bb'} + R + jL\omega$$

En supposant toujours $\frac{\omega}{\omega_c} << 1$, on obtient, à la place des formules (1)

$$R_e = R_1 + (R_{bb'} + R)\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 - \frac{L\omega^2}{\omega_c}$$

$$X_e = \frac{L\omega^3}{\omega_c^2} + \frac{(R_{bb'} + R)}{\omega_c}\cdot\omega - R_1\frac{\omega}{\omega_c}$$

ce qui, compte-tenus des hypothèses précédentes, peut se simplifier, et conduire à la forme suivante :

$$R_e = R_1 - L\omega_c\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + (R_{bb'} + R)\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2$$

$$X_e = \omega\left(\frac{R_{bb'} + R}{\omega_c}\right) - R_1\frac{\omega}{\omega_c}$$

Le montage étant selfique si $R_{bb'} > R_1$ à cette self, vient s'ajouter la self $\frac{R}{\omega_c}$

Donnons un exemple numérique avec le BF 183 pour IE = 3 mA et f_T = 700 MHz, nous obtenons les résultats figurés sur la Courbe(I). F=200 MHz , Rbb'= 15Ω , FT=Fc = 700 MHz , L = 30 nH , R=30Ω

Cette étude élémentaire nous montre que l'on peut obtenir des selfs dont l'ordre de grandeur les rend utilisable dans des filtres à bande étroite, fonctionnant dans des gammes de fréquences utiles. Ces selfs sont réglables en agissant sur une résistance placée dans la base, ou en agissant sur le courant d'émetteur qui conditionne R_1. D'autre part, la qualité de ces selfs, faible sans charge supplémentaire dans la base (un calcul simple conduit à Q $\simeq$ 0,2), peut prendre des valeurs importantes si l'on place une impédance Z = R + jLω dans la base . Un calcul détaillé montre par exemple que Q peut atteindre 10 si

l'on choisit $L\omega / R = 0,8$, ce qui est très réalisable.

Cette étude élémentaire, faite avec un schéma simpliste, est donc encourageante. Mais il importe de la compléter par une étude utilisant un schéma évolué du transistor, à la fois pour préciser les valeurs numériques et aussi pour prendre garde à l'apparition de résistance négative mettant en jeu la stabilité du montage. Un calcul plus évolué permet d'ailleurs d'envisager de placer comme charge un circuit plus compliqué que $R + jL\omega$ et de tenter ainsi de parvenir à un filtre.

4.2. - ETUDE COMPLETE DU MONTAGE A L'AIDE DU MODELE DU CHAPITRE 3

Les résultats du chapitre 3 nous permettent entre 100 MHz et 400 MHz, pour la BF 183, d'établir le schéma complet de la figure . Les valeurs numériques des paramètres dépendent de la fréquence et sont données au chapitre 3.

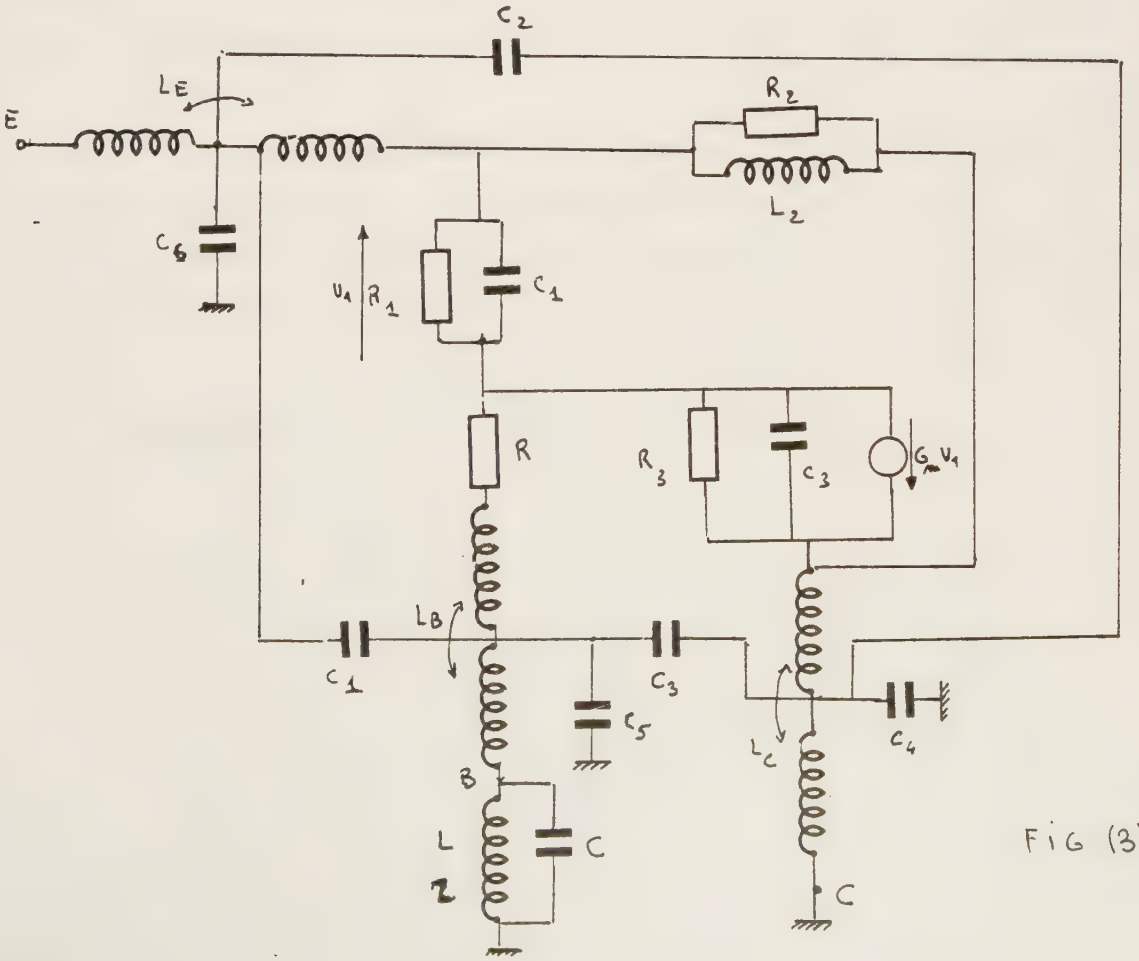


FIG (3)

Il est clair que ce schéma est adapté à une analyse du circuit par ordinateur. Pour chaque fréquence, nous injecterons les résultats du chapitre 3 dans la machine et nous obtiendrons les résultats, par exemple l'impédance d'entrée.

Nous pouvons aussi tenter de simplifier pas à pas le schéma complet maintenant en notre possession, sans pour autant retomber au niveau du schéma simpliste du paragraphe 4.1. Nous chercherons, cas par cas, quels sont les éléments négligeables, jusqu'à ce que le calcul permette d'aboutir à des formules raisonnables pour une exploitation par l'ingénieur.

Notons au passage qu'un tel schéma nécessite par ailleurs un programme de CAO permettant l'introduction d'un générateur dépendant, dont le plan est variable. Ce type de générateur n'existe pas dans un programme ECAP par exemple.

Compte-tenu des valeurs des capacités parasites du boitier (chapitre 3), nous pouvons simplifier notre schéma à condition de travailler vers des fréquences de l'ordre de 100 à 200 MHz.

Le circuit d'impédance Z est ici représenté par un dipôle RLC. La capacité C simule la capacité parasite de la self L et limite le domaine d'utilisation afin d'éviter d'éventuelles oscillations du montage. Le schéma est alors le suivant :

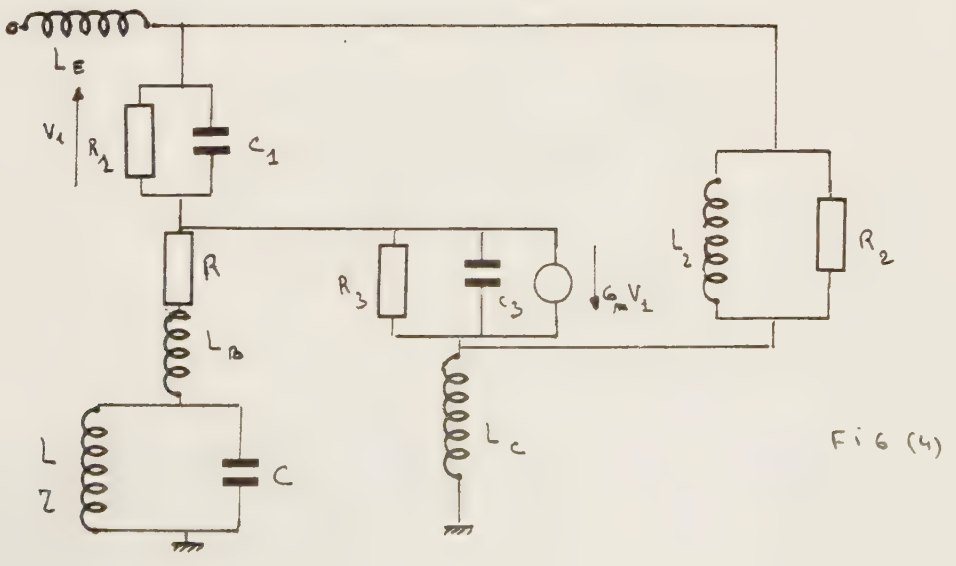


Fig (4)

Nous avons après une première tentative de calcul à la "main" et obligé d'enlever le terme de reaction simulé par L_2 et R_2. En fait, compte-tenu des valeurs trouvées au chapitre 3, nous pouvons admettre que cette simplification est justifiée.

$$Lc = \frac{1}{\omega_o^2}$$

$$\omega_3 = \frac{1}{R_3 C_3}$$

$$\omega_s = \frac{1}{r C}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$$

Compte-tenu du schéma ci-dessous :

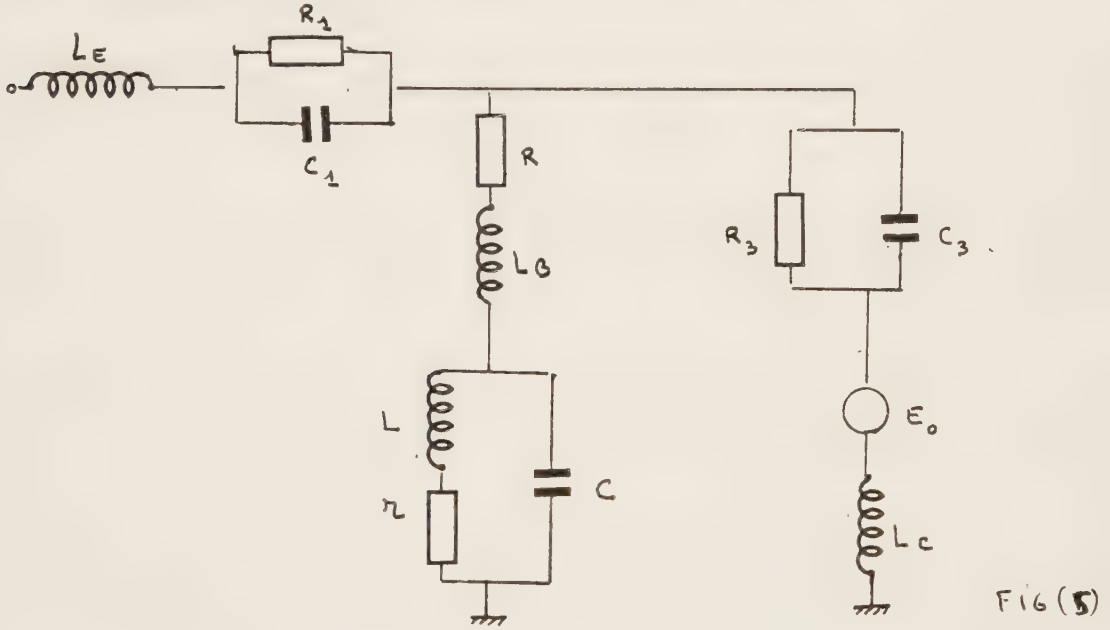


FIG (5)

Le calcul aboutit aux résultats suivants

$$R_e = \frac{(A^2+B^2)R_1 + \frac{\omega}{\omega_1}[AC' - CB] + AC + BC'}{[A^2+B^2]\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right]}$$

$$X_e = \frac{-(A^2+B^2)\left[R_1 - LE\frac{\omega^2}{\omega_1}\right]\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega}{\omega_1}(BC'+AC) + AC' - CB + LE\omega(A^2+B^2)}{[A^2+B^2]\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right]}$$

avec les notations suivantes :

$$A = R\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2-\frac{\omega^2}{\omega_3\omega_5}\right]-\left(L_B+L_C\right)\omega^2\left[\frac{1}{\omega_3}\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+\frac{1}{\omega_5}\right]+r-L\frac{\omega^2}{\omega_3}+R_3-R_3\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right.$$

$$B = \left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2-\frac{\omega^2}{\omega_3\omega_5}\right)\left(L_B+L_C\right)\omega+R\omega\left[\frac{1}{\omega_3}\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)+\frac{1}{\omega_5}\right]+L\omega+r\frac{\omega}{\omega_3}+R_3\frac{\omega}{\omega_5}$$

$$C = \left(R\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)-L_B\frac{\omega^2}{\omega_5}+r\right)\left[R_3\left(1-a_m R_1\right)-L_C\omega^2\left(\frac{1}{\omega_3}+\frac{1}{\omega_1}\right)\right]$$

$$-\left[R\frac{\omega}{\omega_5}+L_B\omega\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)+L\omega\right]\left[L_C\omega\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_1\omega_3}\right)-b_m R_1 R_3+R_3\frac{\omega}{\omega_1}\right]$$

$$C' = \left[R\frac{\omega}{\omega_5}+L_B\omega\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)+L\omega\right]\left[R_3\left(1-a_m R_1\right)-L_C\omega^2\left(\frac{1}{\omega_3}+\frac{1}{\omega_1}\right)\right]$$

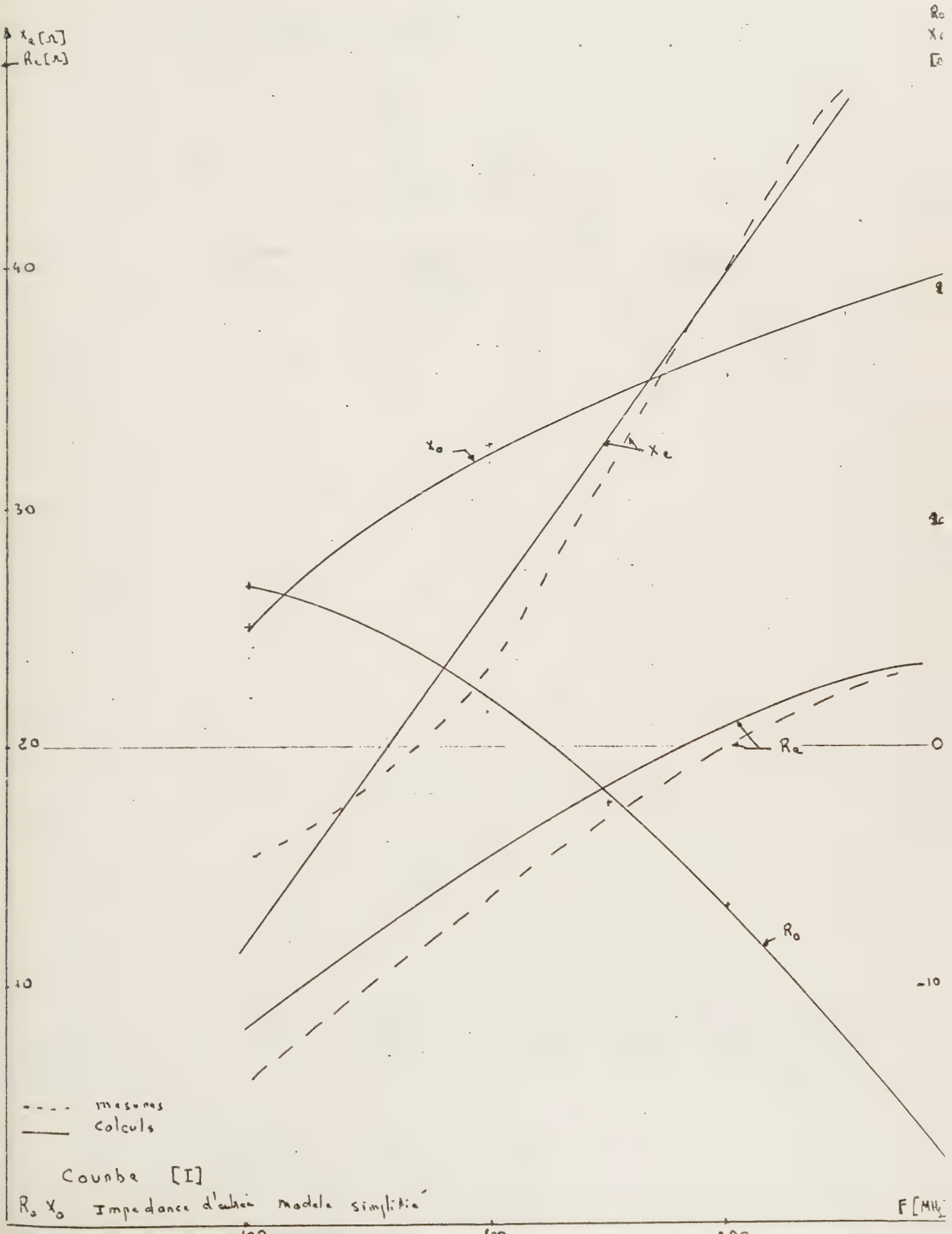
$$+\left[L_C\omega\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_1\omega_3}\right)-b_m R_1 R_3+R_3\frac{\omega}{\omega_1}\right]\left[R\left(1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2-L_B\frac{\omega^2}{\omega_5}+r\right]\right.$$

Il est clair que ces expressions ne conduisent pratiquement à des résultats numériques qu'avec un ordinateur, encore que le calcul direct ne soit pas impossible. D'autre part, une analyse de formules permet de se rendre compte des variations avec la fréquence. Nous avons effectué ces calculs dans le cas où la charge placée sur la base correspond aux valeurs :

$r = 30\,\Omega$ $\quad$ $L = 30\,mH$ $\quad$ $C = 4{,}7\,pFd$

Les courbes représentées en (I) donnent les variations des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée. Il est instructif de les comparer avec les résultats des mesures que nous avons effectuées et qui sont aussi indiquées sur la courbe I, ainsi que avec les résultats simples obtenus avec le modèle du paragraphe 4.1.

Il est donc clair que l'exploitation de notre modèle correspond beaucoup mieux à la réalité des mesures, encore que nous ayons dû simplifier le schéma pour faire aboutir le calcul sans ordinateur, mais c'est là l'occasion de justifier ces approximations.



Courbe [I]

R_o X_o Impedance d'entrée modèle simplifié

F [MHz]

4.3. -APPLICATION A LA REALISATION D'UN FILTRE PASSE-BANDE ACTIF.

Nous nous proposons de réaliser un filtre passe-bande en utilisant pour les selfs , l'impédance d'entrée que le modèle précédent nous a permis de calculer. Le schéma en est le suivant .

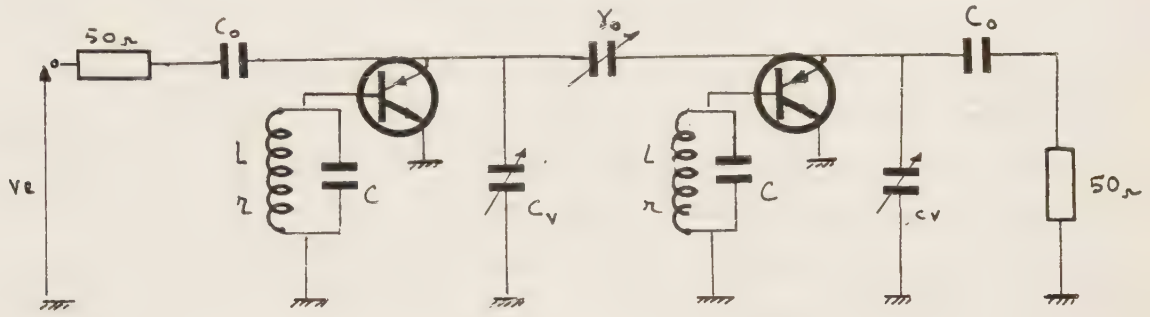


Fig (6)

Le but n'étant pas ici de recalculer en théorie un circuit dont les résultats sont déjà exploités sous forme de courbes universelles, nous empruntons ces courbes à l'ouvrage de DAUPHIN (9).

Nous nous plaçons dans le cas le plus simple, c'est-à-dire n = 1 (indice de couplage). Le coefficient de couplage k prend alors la valeur $1/Q_c$:

γ_o étant la capacité de couplage et C_o la capacité d'accord des circuits séparés, composition de C_o et de la capacité variable d'accord.

D'après les résultats précédents, nous devons avoir par circuit

$C_a = 20$ pFd

$L = 30$ mH

$r = 30\,\Omega$

$Q_c = 18$

$F_o = 250$ MHz

ce qui conduit à γ # 1,2 pF à la fréquence 250 MHz.

La courbe (3) représente l'affaiblissement théorique et pratique ramené à 0dB. Les résultats obtenus sont en accord avec la théorie dans la gamme $F_o \pm 30$ MHz. Pour les fréquences élevées, il faut compter avec la diminution de qualité due à l'augmentation de la résistance apparente d'entrée ce qui limite l'affaiblissement du filtre en gamme basse.

L'accord entre la théorie et l'expérience est satisfaisant ce qui prouve l'intérêt du schéma équivalent qui nous a permis, au paragraphe 4.1.2 d'obtenir les valeurs des selfs équivalentes.

Cependant, en pratique, l'utilisation d'impédance d'entrée d'un transistor pour simuler une self est délicate car la partie réelle peut devenir négative, ce qui risque d'entraîner l'oscillation du montage. Il faut, dans chaque cas, éliminer ces instabilités en jouant sur la valeur de la capacité C.

4.4. - UTILISATION DU SCHEMA POUR FOURNIR DES RESULTATS A LA PHYSIQUE.

Tous les paragraphes précédents montrent que le modèle déduit d'une exploitation des mesures est parfaitement utilisable pour l'ingénieur. Il permet de connaître numériquement les éléments d'un schéma équivalent simple et la comparaison avec l'expérience est correcte.

On peut, pour terminer, tenter de comparer les valeurs des éléments du circuit équivalent, obtenu par la méthode des chapitres 2 et 3, avec les valeurs des éléments déduits des modèles physiques obtenus au chapitre 1, lorsque ces éléments sont comparables (par exemple, lorsque l'impédance d'entrée obtenue par les deux méthodes est capacitive). On pourra, dès lors, en effectuant le calcul en sens inverse, savoir quelle valeur numérique il faut adopter pour la structure interne du montage (par exemple pour l'épaisseur de la base), ce qui permettra de fournir à la physique, par le truchement des composants électroniques des ordres de grandeur qu'elle pourra vérifier par d'autres méthodes.

Nous avons recherché si, parmi les résultats obtenus au chapitre 3, il existait une plage de fréquence à Rbb' constant, correspondant à la structure du schéma proposé au chapitre I déduit des résultats de la physique. En ce qui concerne le transistor AF 125, nous ne sommes pas parvenus à obtenir ce schéma. Par contre, pour le BF 183, une plage de fréquence s'étendant de 250 à 400 MHz, pour Rbb' = 4 Ω permet d'obtenir une structure conforme à celle préconisée par Lindmayer et Wrigley. Examinons la courbe représentant les évolutions de fréquence du paramètre Y_{11} interne du transistor (courbe K)

La partir réelle de Y_{11} prend une valeur moyenne de 2,5 ohms et la partie imaginaire indique la présence d'une capacité de valeur moyenne égale à 80pFd, la figure montrant la variation dans la bande 250 - 400 MHz. Si nous comparons ces résultats à ceux obtenus au paragraphe 1.3 , nous remarquons que R_{11} devrait être de 8,7 ohms au lieu de 2,5 ohms. D'autre part, la fréquence de coupure du circuit d'entrée se situent à 800 MHz, nous sommes conduits à donner à m la valeur 0,14 pour retrouver la valeur expérimentale, ce qui se situe en dehors de la gamme des valeurs préconisées par Petitclerc.

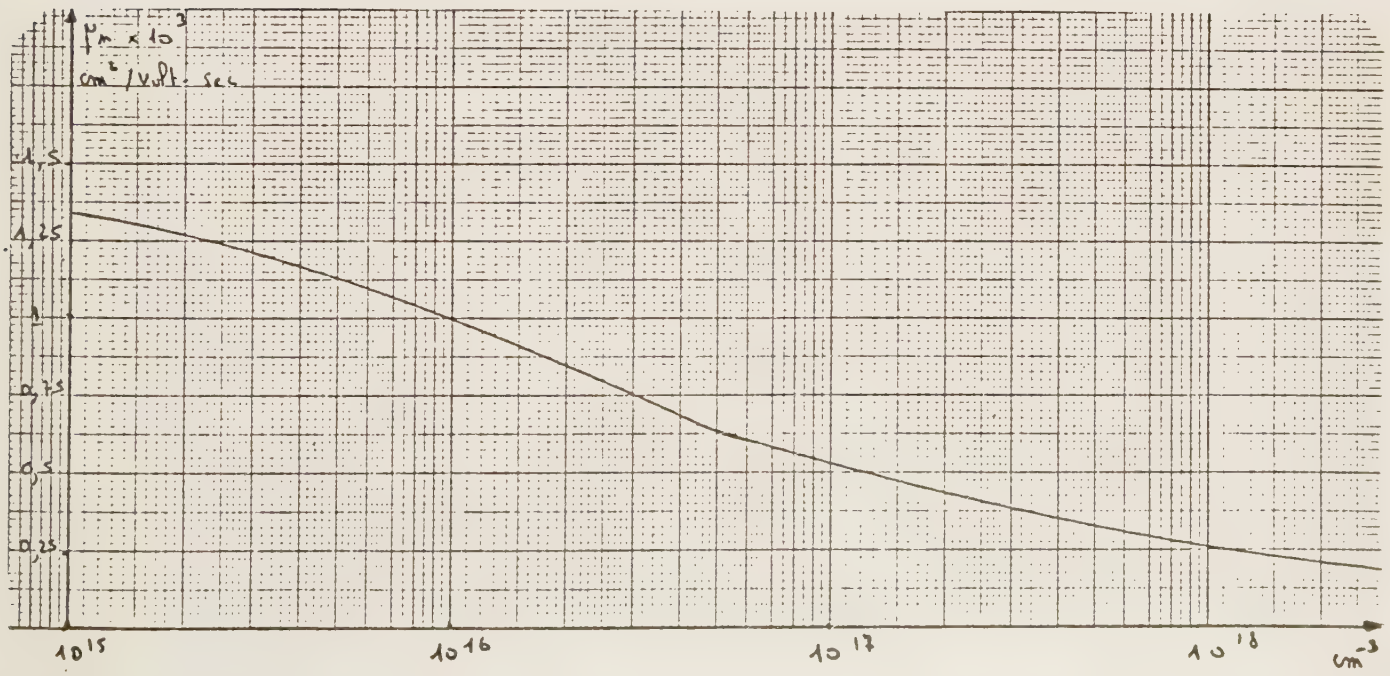
Nous allons calculer Y_{11}, à l'aide du modèle théorique du chapitre 1. Cela suppose connus des paramètres physiques qui sont :

- le dopage dans la base ; les renseignements que l'on peut tirer de l'exploitation de la bibliographie montrent que n est compris entre 10^{15} et 10^{18} atomes/cm^3.

- D_n , coefficient et diffusion et μ_n mobilité, relié par la loi d'Einstein.

$$D_n = \mu_n \times UT$$

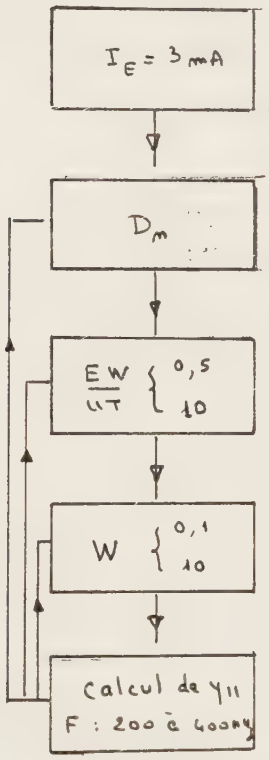
par la courbe suivante.



- la largeur de la base, W est inconnue ; il est légitime de la situer dans l'intervalle 0,1 μ à 10 μ ce qui conduit à faire varier EW/υ_T et W à la fois car W est inconnu et E aussi. On fera donc varier EW/υ_T dans la gamme 0,5 à 10.

- I_E , courant statique est connu, et vaut 3 mA

Il nous faut alors construire un organigramme pour calculer systématiquement Y_{11} , dans la bande 200 MHz à 400 MHz, lorsque les paramètres varient dans les limites indiquées. L'organigramme peut alors être représenté de la façon suivante .



Nous avons obtenu des résultats satisfaisants en ce qui concerne l'allure des courbes, comparée avec les courbes déduites du modèle du chapitre 2, pour les valeurs suivantes :

$$D = 13,5$$

$$W = \lambda \nu$$

$$\frac{EW}{\mu T} = 1$$

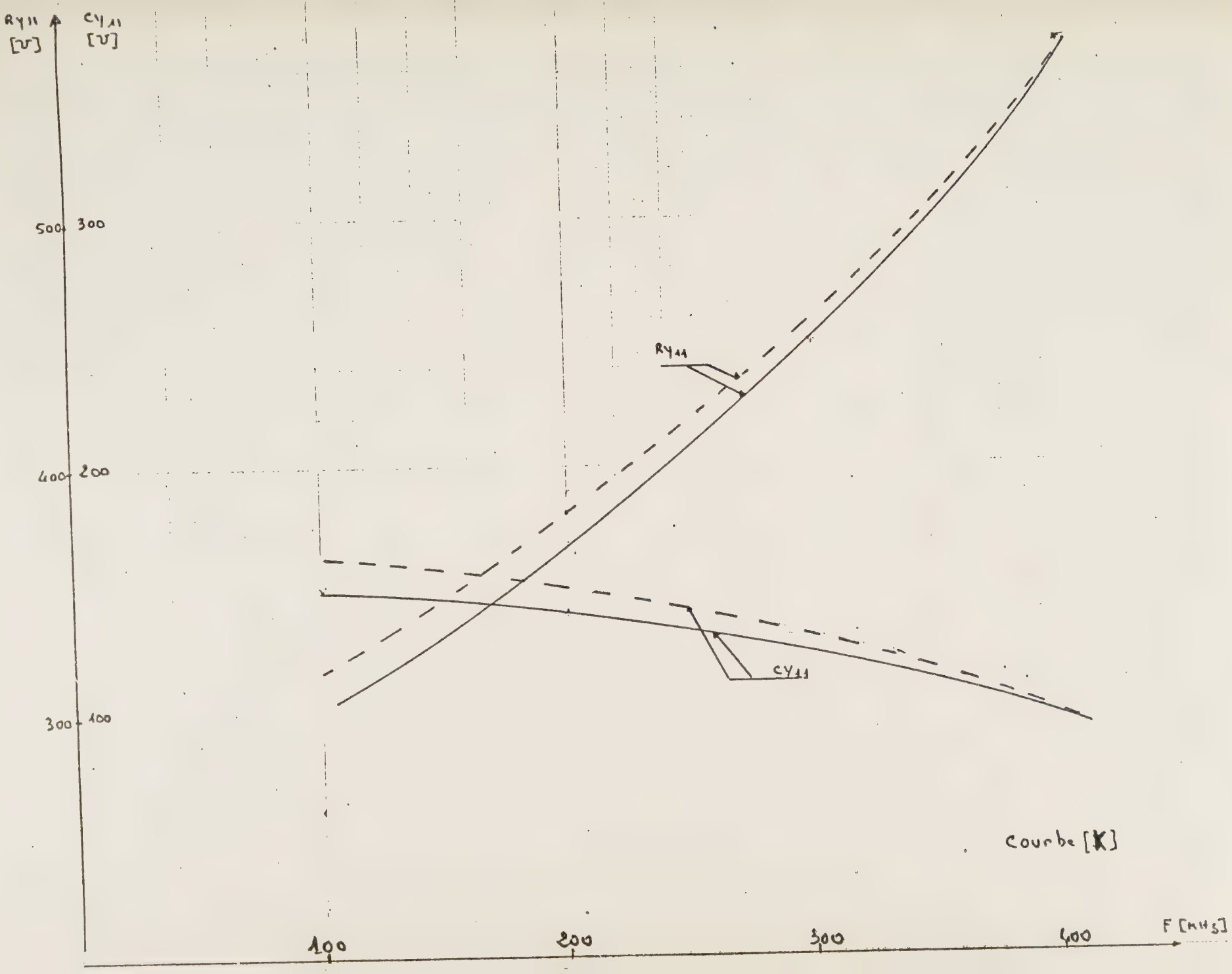
Soit : $n = 10^{17}$ atomes/cm^3

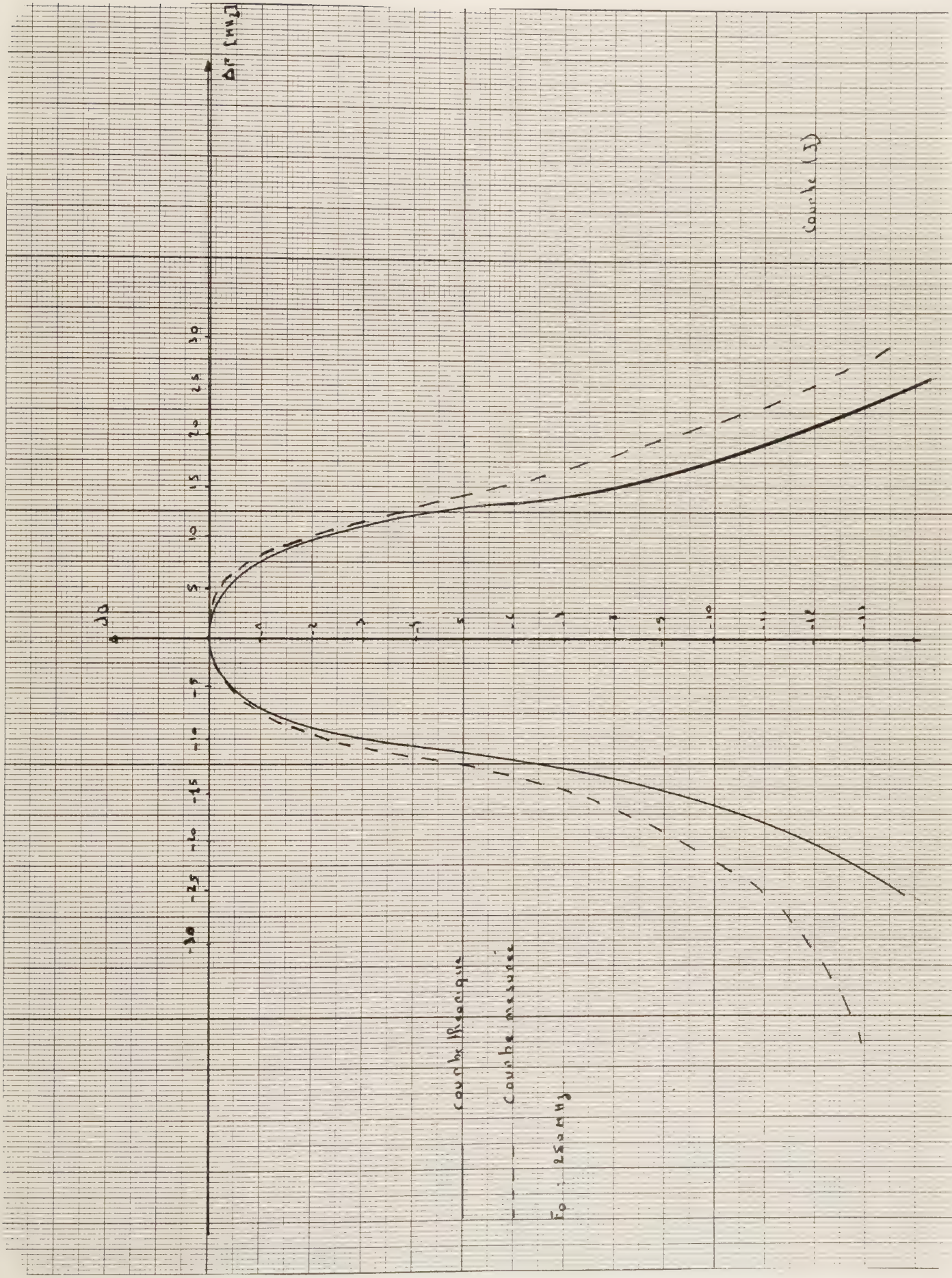
$E = 125$ V/cm

Ces ordres de grandeurs de quantité physique sont en bon accord avec les autres procédés de mesure. La figure montre que la loi de variation en fréquence est satisfaisante, et qu'un accord remarquable pouvait être obtenu, en décalant les courbes d'une certaine quantité.

En ce qui concerne la partie réelle, il faudrait ajouter 10 mohms de la partie théorique. Or, nous n'avons pu tenir compte dans le calcul des diodes parallèles évoquées au chapitre 1 ; ces diodes se mettent en parallèle et diminuent la résistance que l'on va réellement observée.

En ce qui concerne la partie imaginaire, il faudrait retrancher 5, 5 pF de la partie théorique. Mais nous n'avons pas tenu compte de la capacité statique pour faire le calcul avec LINDMAYER et WRIGLEY ; il est donc normal que cette capacité statique en parallèle sur la capacité calculée conduise à une capacité observée supérieure.


Ry11 [V]
Cy11 [V]
500
300
400
200
300
100
Ry11
Cy11
Courbe [K]
100
200
300
400
F [MHz]


Δf [MHz]
courbe (3)
courbe théorique
Courbe mesurée
Fo : 25,4 MHz

CONCLUSION

Nous avons montré dans ce travail que les résultats des mesures des paramètres admittances du transistor permettent d'obtenir un schéma équivalent sous la forme d'un réseau constitué de dipôles donc bien adapté à l'utilisation de la C.A.O. Nous avons établi un programme complet permettant de fournir les valeurs numériques des éléments constitutifs des dipôles pour chaque fréquence. Ce programme tient compte du plus grand nombre possible d'éléments parasites dont l'effet s'ajoute à l'effet du transistor proprement dit (selfs de connexion, capacités, parasites) de façon à se placer dans les conditions réelles de fonctionnement. Le schéma théorique adopté, à la suite d'une discussion des résultats de la physique du transistor (chapitre I) comporte neuf paramètres (auxquels s'ajoutent les éléments parasites). Or, les mesures nous fournissent seulement huit paramètres réels (et des évaluations souvent très délicates des éléments parasites). Nous avons donc déterminé, par essaissuccessifs les valeurs qui fournissaient le schéma équivalent le plus cohérent avec les résultats de l'étude physique du transistor. Cela nous a conduit à faire varier $R_{BB'}$, la résistance de base, et à retenir les résultats qui correspondaient aux valeurs de $R_{BB'}$ constantes, dans une large gamme de fréquences.

Le modèle ainsi défini permet de calculer des circuits dans une gamme de fréquences où les schémas équivalents classiques sont mal adaptés. Notre modèle est bien adapté à l'emploi de techniques de C.A.O., permettant de systèmatiser les calculs. Il en demeure pas moins que la connaissance de l'ordre de grandeur de tous les éléments du schéma équivalent permet souvent de faire des simplifications et conduit à estimer rapidement les performances d'un circuit sans calcul exagéré, mais avec certitude des ordres de grandeurs . L'exemple du chapitre IV concrètise la manière d'employer un tel schéma dans une application pratique sans l'aide d'une technique C.A.O. Ce schéma est donc utile à l'ingénieur.

Il convient aussi de ne pas perdre de vue l'application possible des résultats de la physique pour établir un schéma équivalent au transistor. L'étude d'ensemble d'une des méthodes permettant d'obtenir un tel schéma est exposé au chapitre I et nous montre les difficultés à vaincre pour l'obtenir. Nous constatons, dans ce chapitre, les difficultés provenant de l'impossibilité de définir d'une façon exacte les éléments parasites du modèle (capacité parasite , diode latérale) ainsi que celle de mesurer d'une façon précise des paramètres physiques tels que largeur de base réelle, dopage ... Mais en comparant les résultats de notre modèle avec ceux déduits de la physique, nous avons pu déterminer des paramètres physiques du modèle et ainsi montrer que les résultats de l'ingénieur électronicien pouvaient être utiles au physicien, en lui fournissant une méthode d'investigation et de mesure.

Il importe enfin de noter que la physique du transistor en haute fréquence, fait appel à un schéma équivalent du type "lignes à constantes réparties". Ce résultat implique un fonctionnement représenté par des fonctions non rationnelles de la fréquence. Il est donc vain de chercher par une exploitation rigoureuse des résultats expérimentaux une représentation du transistor par un schéma unique, valable à toute fréquence, et comportant seulement des éléments localisés indépendant de la fréquence en nombre fini. En pratique, ces éléments localisés varient en fonction de la fréquence, et le modèle final mis au point aux chapitres II et III ne semble pas susceptible d'être perfectionné pour obtenir un schéma équivalent avec des dipôles formés de selfs, capacités , résistances en nombre fini et indépendant de la fréquence.

BIBLIOGRAPHIE

(1) LINDMAYER et WRIGLEY, Electrical representation of the drift transistor (semi-conductor Product, mars 1961)

(2) REY et LETURQ, Théorie approfondie du transistor bipolaire (Masson et Cie, 1971)

(3) PETITCLERC, Electronique physique des semi-conducteurs (Gauthier Villars, 1962)

(4) Colloque sur la microélectronique avancée (1971)

(5) DESROSIERS, Détermination et évolution en fonction de la fréquence d'une structure en π représentative du transistor (Thèse ingénieur CNAM, 1973)

(6) ARCIZEWSKI, Mesures sur les transistors (Editions Chiron, 1961)

(7) DAUPHIN, Cours de théorie des réseaux électriques, (cours ESE, tome II)

(8) DAVID ADAMS, Active filters for UHF frequencies (IEEE TMTT Vol MTT 17 n°9, Sept. 1969)

(9) Article de synthèse sur la C.A.O. (Onde électrique, vol. 49, n° 509, janvier 1969)